radio fernsehen elektronik

9

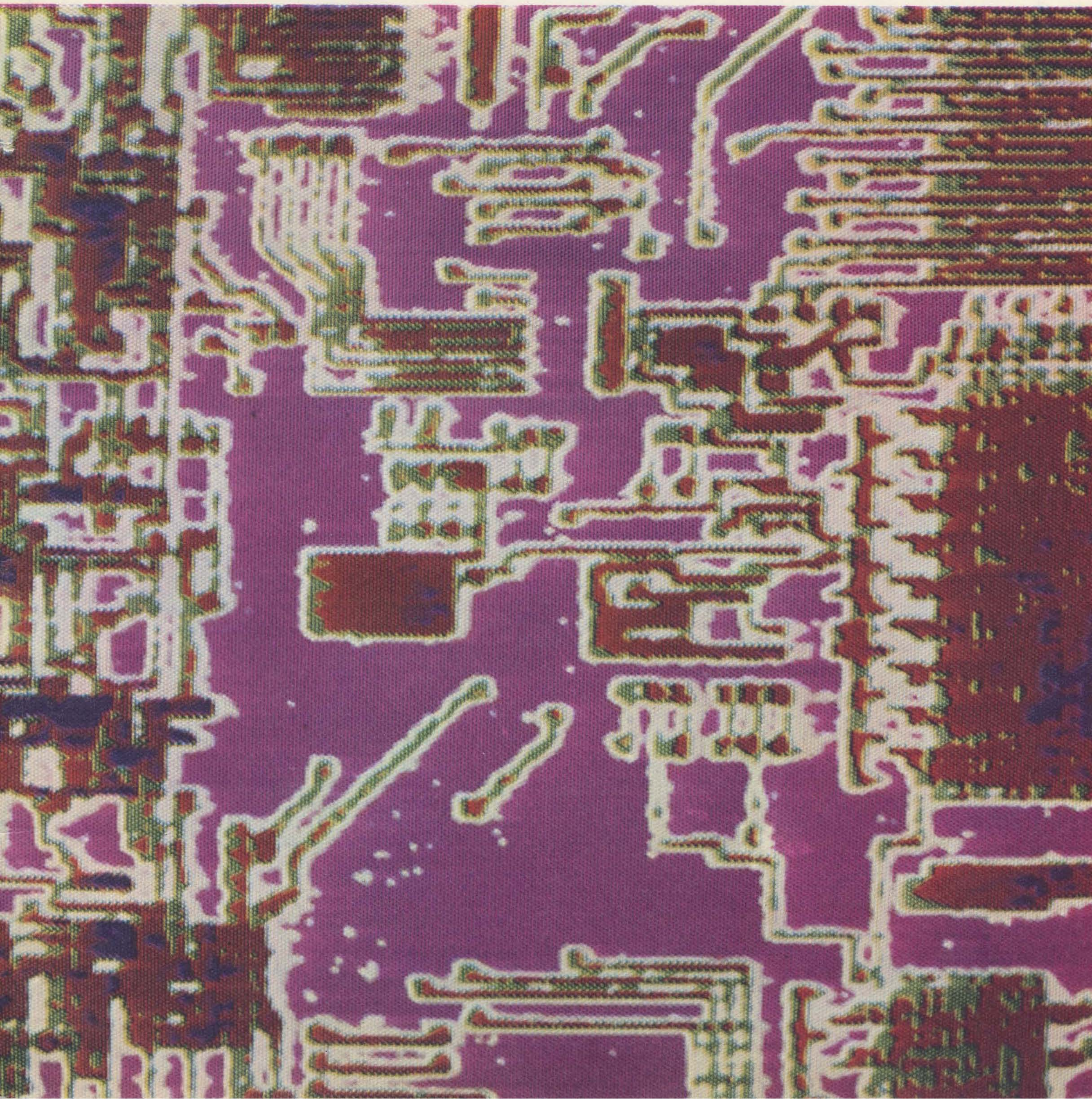
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
SEPTEMBERHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Elektronisches Gerätesystem „Densitron" zur quantitativen Bildanalyse

Regenerierung von Primärzellen

Stand Tendenzen: Akustoelektronische Bauelemente



Probleme der Festkörperelektronik

Aktuelle Informationen über den gegenwärtigen Stand der Halbleitertechnik und die sich abzeichnenden Entwicklungstendenzen. Herausgegeben vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder). Hier eine Übersicht der zuletzt erschienenen Bände.

BAND 8: 300 Seiten, 30,– M. Bestell-Nr. 552 371 0

Die Bandstruktur kristalliner Halbleiter · SiO_2-Schichten für Galliumarsenid · Die Sperrschichtkapazität von pn- und Schottkyübergängen mit tiefen Zentren I · Möglichkeiten und Besonderheiten der Ionenimplantation · Der Gunn-Effekt. Neuere Entwicklung und Stand der Anwendung · Grundlagen und Anwendungen der Oberflächen-Akustoelektronik.

BAND 9: 228 Seiten, 24,– M. Bestell-Nr. 552 484 4

Ladungstransfer-Bauelemente I · Klassische Size-Effekte in Halbleitern · Schwankungserscheinungen in isolatorbedeckten Halbleiteroberflächen · Siliziumforschung unter dem Aspekt der Bauelementeproduktion.

BAND 10: 176 Seiten, 20,– M. Bestell-Nr. 552 624 1

Optoelektronik. Umfang, Stand und Tendenzen ihrer Entwicklung · Halbleiter mit schmaler verbotener Zone · CCD-Strukturen in der Optoelektronik · Bildaufnahmeröhren mit Si-Dioden-Target · Die Vorteile des Systems $GaAs_{1-x}p_x$ für die Fertigung rotleuchtender Lichtemitterdioden · Diagnostische Methoden bei der Fertigung von lichtemittierenden Dioden auf der Basis von $GaAs_{1-x}p_x$.

BAND 11: 206 Seiten, 24,– M. Bestell-Nr. 552 728 7. Beim Verlag bereits vergriffen.

Entwurf von bipolaren und unipolaren Schaltkreisen · Rechnergestützte Analyse nichtlinearer Schaltungen mit dem Programmiersystem STADYNET-2 · Analoge integrierte Schaltkreise · Die I^2L-Technik · Integrierte Schaltungen in Silicon-Gate-Technik. Technologie und Kennwerteinstellung · Trockenätzen von Substratoberflächen bei der Herstellung hochintegrierter Schaltkreise · Automatische Montage von Halbleiterchips unter Verwendung flexibler Zwischenträger · Probleme des Einsatzes von Mikroprozessoren.

Jeder Band broschiert, mit vielen Bildern. Auslieferung durch den Buchhandel.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Fertigungsverfahren in der Gerätetechnik

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. Franz Grünwald

Etwa 570 Seiten, 461 Bilder, 158 Tafeln, Leinen, 48,– M, Ausland 58,– M.
Bestell-Nr. 552 842 3

Das Buch bietet eine Gesamtdarstellung aller Fertigungsverfahren der Gerätetechnik. Im Vordergrund stehen spezifisch gerätetechnische Verfahren sowie Verfahren, die erst in jüngster Zeit Eingang in die Fertigung fanden und über die wenig Literatur existiert.

Aus dem Inhalt:

Einleitung und Fertigungstoleranzen · Urformen metallischer Werkstoffe · Umformen und Schneiden metallischer Werkstoffe · Formgebung von Plasten · Trennen · Fertigungsverfahren für Gewinde · Fertigungsverfahren für Verzahnungen · Fügen · Beschichten · Stoffeigenschaftsändern · Fertigungsverfahren zur Herstellung optischer Bauelemente.

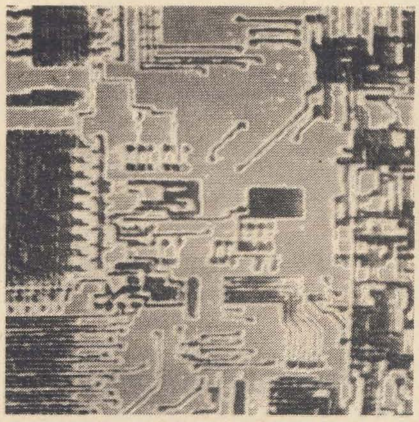
Erscheint in diesen Tagen. Auslieferung durch den Buchhandel

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft



Fünfstufige Farbklassierung des Festkörper-Spuraudiogramms einer integrierten Schaltung mit dem Gerätesystem „Densitron“. Dargestellt ist die Bor-Verteilung in der Schaltkreisstruktur. Lesen Sie dazu unseren Beitrag auf S. 551

Foto: Dr. K. Freyer

Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse, Teil 1 551

Regenerierung von Primärzellen 555

Qualitätscharakterisierung des einkristallinen Siliziums 559

Stand & Tendenzen
Akustoelektronische Bauelemente 563

Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach dem Deltamodulationsverfahren 566

Entwurf elektronischer Kleinthermostate 568

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 9 571

FÜR DEN SERVICE
Combi-vision RF 3301/RF 3311 575

Regelsystem zur hochkonstanten Temperaturstabilisierung 583

Inbetriebnahme mikrorechnergesteuerter Anlagen 587

Microstripleitungen mit einer Schlitzöffnung in der Bezugsebene 589

Bandzugmeßgerät für Kompaktkassetten 591

Bandführungsmeßgerät 593

Wir lernten kennen: Radiokassettenrecorder Babett 595

Astabile Kippschaltung mit umschaltbarer Frequenz 596

Wußten Sie schon? 597

Anzeige der Bordspannungsabweichung von Kraftfahrzeugen 598

Bestimmung des Wellenwiderstandes von HF-Leitungen 599

Wir lernten kennen: AM-FM-Autoempfänger A 200 600

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- HiFi-Stereokassettentonbandgerät SK 900
- Zum Wiederaufbau der Semper-Oper
- Uhrenschaltkreis CM 202
- Mustererkennung durch zeichenspezifische Klassifizierungsoperation
- Einfacher Lochbandleser für Mikroprozessorsysteme
- SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen

СОДЕРЖАНИЕ

Электронная система количественного анализа изображения, часть 1ая 551

Восстановление первычных элементов 555

Качество монокристаллического кремния 559

Состояние и тенденции
Акусто-электронные элементы 563

Преобразователь напряжение-частота по методу дельта-модуляции 566

Проектирование маленьких электронных термостатов 568

Современная техника питания 9 571

Для сервиса
Combivision RF 3301/RF 3311 576

Электронная система регулирования температуры со сверхвысокой стабильностью 583

Ввод в действие устройств с управлением с помощью микро-эвм 587

Микролентoчные проводники с щелью в опорной плоскости 589

Прибор для измерения натяжения ленты в компактных кассетах 591

Прибор для измерения хода ленты 593

Познакомтесь: Кассетный магнитофон с приемником Babett 595

Астабильный триггер с переключаемой частотой 596

Знали ли вы? 597

Схема для индикации отклонения бортового напряжения в автомобилях 598

Определение волнового сопротивления вч-линий 599

Познакомтесь: АМ-ЧМ-автомобильный приемник А 200 600

OBSAH

Systém elektronických přístrojů pro kvantitativní analýzu obrazu, díl prvý 551

Regenerace primárních článků 555

Charakteristika jakosti monokrystalického křemíku 559

Současný stav a směry vývoje
Akustoelektronické součástky 563

Převodník napětí – kmitočet využívající modulace delta 566

Konstrukce malých elektronických termostatu 568

Moderní napájecí zdroje 9 571

Pro servis
Televizor Combivision RF 3301 RF 3311 575

Elektronický regulační systém pro velmi konstantní stabilizaci teploty 583

Mikropočítačem řízené zařízení – uvedení do provozu 587

Pásková vedení se štěrbinou ve vztažné rovině 589

Přístroj k měření tahu pásku v kazetách podmíněného třením 591

Přístroj k měření vedení pásku 593

Zkušenosti s přijímačem s vestavěným kazetovým magnetofonem „Babett" 595

Astabilní multivibrátor s přepínatelným kmitočtem 596

Věděli jste? 597

Obvod k indikaci odchýlky napětí palubní sítě motorových vozidel 598

Určení charakteristické impedance vysokofrekvenčních vedení pomocí přímoukazujícího měřiče činitele odrazu 599

Zkušenosti s automobilovým am-/fm-přijímačem A 200 600

IN THIS ISSUE

Electronic instrument system for the quantitative analysis of pictures 551

Regeneration of primary cells 555

Characterisation of the quality of monocrystalline silicon 559

State and trends of development
Acusto-electronic components 563

Voltage-frequency converter according to the delta modulation process 566

Design of an electronic mini-thermostat 568

Modern power supply technique 9 571

For the service
Combivision RF 3301/RF 3311 575

Control system for the highly constant stabilization of temperature 583

Putting a plant controlled by microcomputers into operation 587

Microstrip lines with a slot opening in the reference plane 589

Tape tension measuring instrument for compact cassettes 591

Tape guide measuring instrument 593

Test report on the radio cassette recorder Babett 595

Astable multivibrator with switchable frequency 596

Did you know? 597

Indication of the voltage deviation aboard motor cars 598

Measuring the characteristic impedance of HF-lines 599

Test report on the AM-FM car radio A 200 600

Neu im Handel

Taschenrechner MR 610

Der mit CMOS-Schaltkreis und LCD-Anzeige ausgestattete wissenschaftliche Taschenrechner MR 610 vom VEB Röhrenwerk Mühlhausen ist besonders für die Anwendung in technischen Bereichen geeignet. Sein Anwendungsbereich umfaßt u. a. folgende festprogrammierte Rechenfunktionen:

- vier Grundrechenarten
- gemischte Rechnungen
- Konstantenrechnung
- trigonometrische Funktionen
- Hyperbelfunktionen
- ln, lg, e^x, 10^x, y^x, $\Delta\%$, x^2, $\frac{1}{x}$, $\sqrt{x}$, $\sqrt[3]{x}$, x!
- zwei Klammerfunktionen
- umfangreiche Umrechnungsfunktionen
- Statistikteil
- Konstantenspeicher (benutzbar als saldierender Speicher)
- umfangreiche Sonderzeichen
- Anzahl der angezeigten Stellen:
  8 × Mantisse
  2 × Exponent
  2 × Vorzeichen.

Foto: H. Morgenstern

Die Stromversorgung erfolgt durch zwei Silberoxidknopfzellen SR 44. Durch seine geringe Leistungsaufnahme von 0,5 mW wird eine Betriebszeit von etwa 2 000 Stunden erreicht.

Masse mit Batterien	90 g
Abmessungen in mm	144 × 70 × 8,5
Betriebstemperaturbereich	0...40 °C

Tendenzen der sowjetischen Heim-Magnetbandaufzeichnungstechnik

In einem Übersichtsbeitrag zu Stand und Tendenzen der Heim-Magnetbandaufzeichnungstechnik in der Sowjetunion werden in der Zeitschrift Radio (1979), H. 11, einige interessante Aussagen gemacht.

Auf dem Gebiet der Spulenmagnetbandgeräte wird die weitere Vervollkommnung in der Erweiterung des Frequenzgangs auf 20...25 000 Hz und einer Senkung des Klirrfaktors unter 1 % (bei Ausgangsleistungen über 25 W je Kanal) bestehen. Als Signal-Rausch-Verhältnis werden 70...80 dB erwartet. Weiterhin sollen die funktionellen Möglichkeiten wesentlich erweitert werden. Dabei ist an die Einführung von Mehrpositions-Aufzeichnungssuchsystemen und an eine Spitzenwertanzeige für Aufzeichnungspegel gedacht. Auch ist vorgesehen, die elektronische Bandgeschwindigkeitsregelung mit Einstellmöglichkeit (nach Stroboskop) zu versehen sowie Funktionseinheiten zur optimalen Auswahl der Vormagnetisierung mit Testsignalgenerator u. a. beizufügen.

Auf dem Kompaktkassettengerätesektor werden u. a. folgende Aufgaben gestellt:

- Frequenzgang 30...20 000 Hz (auf Basis von CrO_2-Band)
- Rauschminderung durch generelle Anwendung entsprechender elektronischer Systeme
- Klirrfaktor unter 1,5 % bei 20 W Ausgangsleistung
- Erhöhung des Aussteuerbereichs auf 60 dB

sowie eine weitere Erhöhung der Gebrauchseigenschaften wie

- Fernsteuerung
- Laufrichtungsumlenkung
- Autostopp mit nachfolgender automatischer Netzabschaltung
- Bandzähler mit Speichereigenschaften.

Dem Kassettenmagnetbandgerät nach der sogenannten EL-Kassettennorm (6,25-mm-Band bei 9,53 cm/s Geschwindigkeit) wird eine gute Perspektive vorhergesagt.

Zur Realisierung dieser Aufgaben sind zwecks Einhaltung üblicher Konstruktionen entsprechende Schaltkreise mit angepaßten Eigenschaften nötig. Mit der Entwicklung der sowjetischen Schaltkreisserien K 157 und K 547 (Stereo-Mikrofonverstärker u. a.) wurde dazu bereits der Grundstein gelegt.

Mikroprozessorsystem U 83

Im VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt wurde das Mikroprozessorsystem U 83 entwickelt. Es besteht aus vier LSI-Schaltungen.

Die integrierte **Steuerschaltung U 830** beinhaltet 16 8-Bit-Register und zwei 8-Bit-Akkumulatoren. Die Mikroprogrammsteuerung wird mit zwei bidirektionalen, gleichwertigen 8-Bit-Kanälen, einem getrennten 14-Bit-Mikrobefehlskanal und einem 4-Bit-Flag-Kanal vorgenommen. Befehle stehen für Addition, Subtraktion, UND, ODER, Exklusiv-ODER, Komplement, Inkrement, Dekrement, Einzelbitoperationen und Dezimalkorrektur zur Verfügung.

Der **Mikroprogrammspeicher U 831** ist eine PLA-Schaltung mit einem 20-Bit-Eingangsregister und 18 Open-drain-Ausgängen.

Die integrierte **Arithmetikschaltung U 832 C** in asynchroner Arbeitsweise läßt ein binäres Datenformat zu und ist bis zu 64 bit Breite kaskadierbar. Die Ein- und Ausgabe erfolgt über einen 16-Bit-Datenbus. Sie ermöglicht Addition, Subtraktion, Multiplikation, Division, Gleit- und Festkomma der Vergleichs- und Suchbefehle.

Die integrierte **Bustreiberschaltung U 834 C** ermöglicht einen direkten Speicherzugriff (DMA) und enthält bis zu vier Interruptvektoren und ein Steuerregister mit 70 bit. Sie arbeitet mit 18 Steuerbefehlen. Die DMA-Adressenzählung wird in Einer- oder Zweierschritten vorgenommen. Durch den direkten Speicherzugriff können bis zu 600 000 Worte/s entnommen werden.

26. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium der TH Ilmenau

Das 26. Internationale Wissenschaftliche Kolloquium der Technischen Hochschule Ilmenau wird vom 26. bis 30. Oktober 1981 in Ilmenau durchgeführt. In den Vortragsreihen dieses Kolloquiums werden wissenschaftliche Ergebnisse und technische Entwicklungen zu folgenden Schwerpunkten behandelt:

Vortragsreihe A – Informationstechnik und theoretische Elektrotechnik

A 1 Theoretische Elektrotechnik

Elektrische Netzwerke

- Lineare und nichtlineare Netzwerksynthese
- Lineare und nichtlineare Netzwerkanalyse

Feldtheorie

- Rechnergestützte Analyse elektromagnetischer Felder

Neue physikalische Effekte

- Beschreibung neuer physikalischer Effekte in der Elektrotechnik
- Anwendungsmöglichkeiten

Mathematische Methoden der theoretischen Elektrotechnik

A 2 Schaltungstechnik und elektronische Meßtechnik

Integrierte Schaltkreise

- Probleme des Entwurfs und der Applikation analoger und digitaler integrierter Schaltkreise

Einsatz von Mikroprozessoren

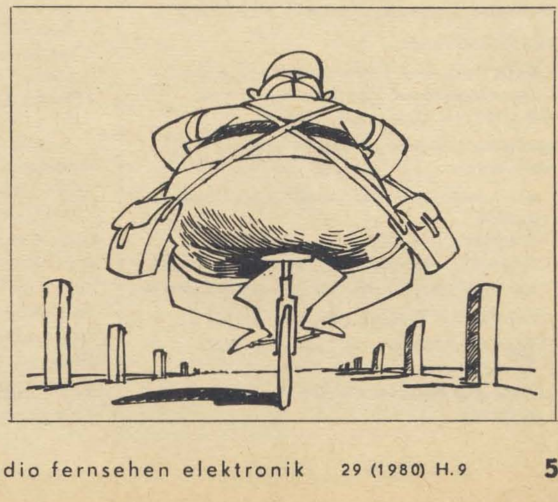
- Mikroprozessoren in der Meßtechnik und ihr Einsatz in der Konsumgüterelektronik

AD- bzw. DA-Umsetzer

- Entwurf und Anwendung

Akustoelektronik

- Berechnungsmethoden und Anwendung mikroakustischer Bauelemente



Massensymmetrie
Zeichnung: Moese

A 3 Nachrichtentechnik

Nachrichtentheorie

- Systemtheoretische Probleme
- Kodierung von Bild- und Sprachsignalen

Mehrkanalübertragungstechnik

- Entwurf und Realisierung
- PCM-Leitungstrakt
- PCM-Übertragung durch Lichtleiter

A 4 Mikrowellentechnik

Vermittlungstechnik

- Tendenzen und Strategien der Vermittlungstechnik
- Koppeleinrichtungen der digitalen Vermittlungstechnik
- Mikrorechner in der Vermittlungstechnik

Schaltungstechnik

- Passive und aktive Schaltungen der Mikrowellentechnik

Wellen und Felder auf Leitungen und an Bauelementen

Mikrowellenmeßtechnik

- Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen

A 5 Konstruktion und Technologie elektronischer Funktionsblöcke

Rechnergestützte Konstruktion und Prüftechnologie

- Layoutentwurf von Leiterplatten und Hybridschaltungen
- Prüfung und Fehlerlokalisierung von Analogschaltungen

Hybridtechnologie

- Technologie und elektrische Eigenschaften von Dickschichtschaltungen
- Montage und Verkappung

A 6 Moderne Ingenieurausbildung

Entwicklungstendenzen

- Inhaltliche Vorbereitung und Gestaltung von Lehrformen
- Einsatz audiovisueller Lehr- und Lernmittel
- Rechnergestützte Lehrsysteme
- Mitarbeit von Studenten an der Lösung von Forschungsaufgaben

Vortragsreihe B – Physik und Technik elektronischer Bauelemente und mikroelektronischer Schaltkreise

B 1 Physikalische Grundlagen

Störstellen in Silizium

- Störstellenanalyse
- Störstellenwechselwirkung und Clusterbildung
- Einfluß von Störstellen auf die Grenzen der Realisierbarkeit hochintegrierter Schaltkreise
- Phasengrenze

Theorie der Defekte in Halbleitern und Dielektrika

- Struktur und elektronische Struktur von Defekten
- Transporteigenschaften und optische Eigenschaften
- Grenz- und Oberflächen

B 2 Wirkprinzipien, Meßverfahren, Entwurf und Technologie mikroelektronischer Schaltkreise

MIS-Technologien

- Herstellung und Eigenschaften von Gateelektrodenmaterialien und Isolatorschichten
- Dotier- und Strukturierverfahren

MIS-Wirkprinzipien in Schaltkreisen – Schaltkreisentwurf

- Kurzkanaltechnik und nichtflüchtige Speichertechnik
- SAW-MIS- und CCD-Technik
- Entwicklungstendenzen in der Mikrooptoelektronik, Mikromagnetik und Mikrokryoelektronik

Methoden der Technologiekontrolle

- Verfahrenskontrolle und Zuverlässigkeit
- Teststrukturen
- Meß- und Analysemethoden für Bauelementestrukturen

B 3 Materialprobleme und Analysemethoden

Innere und äußere Kontakte

- Bondtechnik
- Submikrometerkontaktierung

Materialwanderungsvorgänge

- Dünnschichtdiffusion, Elektromigration und Diffusionssperrung

Verfahren zur Strukturuntersuchung und chemischen Analyse

- Elektronen- und Röntgenbeugungsverfahren
- SIMS, AES usw.

B 4 Lichtmeßtechnik und Optoelektronik

Licht- und Strahlungsmeßtechnik

- Meßtechnik bei optoelektronischen Bauelementen und Lampen
- Meßtechnik für Leuchten und Beleuchtungssysteme

Strahlungsempfänger

- Wirkprinzipien, Technologien und Eigenschaften

Vortragsreihe C – Marxismus-Leninismus

C 1 Ökonomische und soziale Wirksamkeit des wissenschaftlich-technischen Fortschritts

- Neue Tendenzen der Entwicklung und die Bedeutung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts für den weiteren Aufbau der entwickelten sozialistischen Gesellschaft
- Die Erhöhung der Wirksamkeit des wissenschaftlich-technischen Fortschritts durch zielgerichtete Planung und Leitung wissenschaftlich-technischer Prozesse und dessen Auswirkungen auf die gesellschaftliche Arbeitsteilung und den Arbeitsinhalt im Sozialismus

C 2 Theoretische Probleme der Struktur sozialistischer Intelligenz und Grundfragen ihrer weltanschaulichen Bildung und Erziehung

- Die sozialen Verhältnisse der Haupttätigkeitsbereiche und ihr Einfluß auf das soziale Profil der verschiedenen Intelligenzgruppen, insbesondere der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz in der Industrie
- Probleme und Besonderheiten der ideologischen Arbeit mit den sozialen Gruppen der Intelligenz, insbesondere Fragen der weltanschaulichen und ethischen Erziehung der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz
- Probleme der Auseinandersetzung mit bürgerlichen reformistischen und revisionistischen Intelligenzkonzeptionen, besonders in bezug auf die naturwissenschaftlich-technische Intelligenz
- Probleme der kommunistischen Erziehung der heranwachsenden naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz, speziell an technischen Hochschulen

C 3 Kritik bürgerlicher Konzeptionen zum Verhältnis Naturwissenschaft/Technik und Kultur/Kunst und ihre Bedeutung für die kommunistische Erziehung von Studenten technischer Hochschulen

- Prinzipien der marxistisch-leninistischen Kritik an bürgerlichen kulturtheoretischen Konzeptionen
- Einzeluntersuchungen über Ansichten namhafter bürgerlicher Naturwissenschaftler, Ingenieure und Ideologen zum Verhältnis von Naturwissenschaft/Technik zur Kultur/Kunst
- Kritik bürgerlicher Auffassungen über das Verhältnis von Kreativem und Ästhetischem
- Erfahrungen an technischen Hochschulen bei der Auseinandersetzung mit kulturtheoretischen Auffassungen bürgerlicher Ideologen

Wegen der Teilnahme an diesem Kolloquium und aller damit zusammenhängenden Fragen wenden Sie sich bitte an:

Technische Hochschule Ilmenau
Organisationskomitee des 26. IWK
Direktorat für internationale Beziehungen
DDR – 6300 Ilmenau
Postschließfach 327

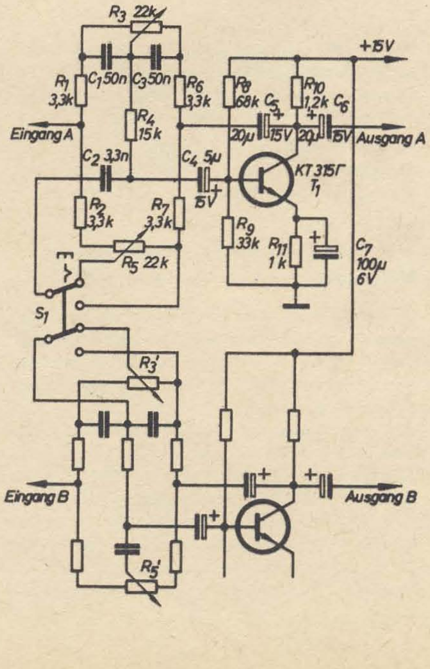
▼ **Rundfunkempfang im Auto.** Im VEB Verlag Technik Berlin erscheint die 3. Auflage dieses Buches von E. Spindler. Der Abschnitt „Rundfunk- und Fernsehempfänger für das Auto" wurde vollkommen neu gestaltet und durch Unterabschnitte über die moderne Kassetten- und Verkehrsfunktechnik ergänzt. Außerdem ist ein Abschnitt über das Betreiben von Geräten der Unterhaltungselektronik in Campingwohnwagen neu aufgenommen worden. Etwa 140 Seiten, 129 Bilder, 8 Tafeln, 12,– Mark. Bestellnummer 552 747 1.

▼ **Bis 300 000 In-line-Farbbildröhren** wird ab 1984 das Nationalunternehmen Tesla Rožnov, ČSSR, jährlich herstellen. Die erste Prüfserie wurde mit Laboreinrichtungen bereits gefertigt, nachdem die Produktionsvorbereitungen schon im vorigen Jahr begannen.

▼ Die **Produktion elektronischer Bauelemente** im Nationalunternehmen Tesla Rožnov, ČSSR, erhöhte sich von 1975 bis 1979 um etwa 80 %. Die größte Steigerung erreichte die Produktion der mikroelektronischen Bauelemente, 1979 erhöhte sie sich gegenüber 1978 um 40,2 %, etwa ein Viertel des Herstellungsprogrammes von 1979 waren neue Erzeugnisse.

▼ Unter **supraplastischen Metall-Legierungen** versteht man Metallgemische, die sich bei höheren Temperaturen mit relativ geringem Aufwand dehnen und wie eine Gummihaut aufblasen lassen und in diesem supraplastischen Zustand leicht verformbar sind. Sie eröffnen neue Möglichkeiten für die Metallformung, die ähnlich der von Thermoplasten erfolgt. Das Grundprinzip dieses Verhaltens ist seit einigen Jahren bekannt, die praktische Nutzung befindet sich noch im Entwicklungsstadium. Neue Erfolge ließen sich mit Legierungen aus Aluminium, Kupfer und einem Zirkonzusatz, aus Kupfer, Aluminium, Silizium, Kobalt und Kupfer, Nickel, Zink erzielen. Bei normalen Temperaturen weisen diese Legierungen übliche Metalleigenschaften auf. Die Streckbarkeit bei höheren Temperaturen bis auf 1 000 % ihrer ursprünglichen Länge und andere supraplastische Eigenschaften sind auf eine ungewöhnliche Kristallstruktur zurückzuführen, bei der das Verhältnis von Kornoberflächen zu Gleitebenen in den Körnern größer als bei anderen Legierungen ist.

▼ Eine einfache Schaltung zur **pseudostereofonen Wiedergabe monofoner Programme** (Auftrennung in hoch- und niederfrequenten Kanal) zeigt unser Bild aus Radio 60 (1979) H. 10, S. 27. Der Effekt wird durch den Umschalter S_1 erreicht, der auch nachträglich in existierende Verstärker eingebaut werden kann. Die gezeichnete Schalterstellung bewirkt die übliche



Stereowiedergabe. Nach Umschaltung entsteht der Pseudostereoeffekt durch Frequenztrennung. Kanal A gibt dabei nur den niederfrequenten Kanal, B nur den höherfrequenten Anteil des Signalspektrums wieder, da im Kanal A nur der Tiefenstellerkreis (mit R_3) und im Kanal B nur der Höhenstellerkreis (mit R_6) wirkt.

▼ Mit **Video-Display-Prozessor** wird eine LSI-Schaltung bezeichnet, die für die Zusammenschaltung mit Mikroprozessorsystemen gedacht ist. Neben anderen Anwendungsmöglichkeiten lassen sich mehrere Bildsignale so mischen, daß das Endergebnis auf dem Monitorbildschirm einen dreidimensionalen Effekt vortäuscht. Das wird dadurch erreicht, daß Vorder- und Hintergrund und beliebige andere Teilbildsignale so zusammengeführt werden, daß im Endergebnis ein zusammengesetztes Bild mit mehreren Tiefenebenen entsteht. So kann man beispielsweise mit 32 Bildebenen arbeiten, die sich hintereinanderlegen lassen. Dabei können transparente, halbtransparente oder nichtdurchscheinende Bildvorlagen und beliebige Bildsegmente als Signalquellen herangezogen werden. Neben diesen Trickeffekten sind auch Texteinfügungen in ein Bild möglich. Das Hintereinanderlegen von 32 Bildschirmebenen auf elektronischem Weg und aus den unterschiedlichsten Signalquellen kann z. B. zur Verkehrsüberwachung, bei der Überwachung komplexer Industrieanlagen, im Maschinenbau sowie bei mechanischen Versuchsreihen und für wissenschaftliche Zwecke eingesetzt werden.

▼ Die von Konsumgütern her bekannte Infrarotstrahl-Fernsteuerung läßt sich auch zur **Ferndateneingabe von Prozeßsteuerungen** verwenden. Dazu wird eine einem Taschenrechner ähnliche Eingabetastatur in einem kleinen Handgerät benutzt, das über einen Infrarotstrahl auf den Infrarotempfänger wirkt. Dieser Empfänger ist mit der Prozeßsteuerung verbunden. Im Gegensatz zu einer drahtlosen HF-Eingabe werden in Fertigungsanlagen Störungen durch Schweißeinrichtungen und andere Anlagen vermieden. Mit den Daten wird ein 90-kHz-Träger moduliert, der seinerseits den Infrarotstrahl moduliert. Der Empfänger befindet sich an der Decke und nimmt die Infrarotstrahlen aus unterschiedlichen Richtungen auf. Die Übertragung kann auch als Zweiwegsystem ausgelegt werden. Dabei werden dem Handgerät die eingegebenen Befehle quittiert.

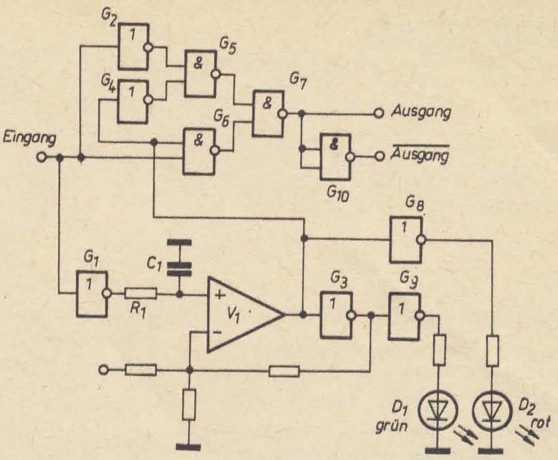
▼ Auf dem Prinzip des sogenannten Woltmann-Zählers läßt sich ein **Durchflußgeber** aufbauen. Es handelt sich um einen Volumenzähler, der mit einer kleinen Axialturbine arbeitet. Bei diesem dynamischen Meßverfahren werden die Flügel des Turbinenrades vom durchfließenden Kraftstoff angetrieben. Die Drehzahl des Flügelrades ist ein Maß für das Kraftstoffvolumen, das durch die das Rad enthaltende Leitung strömt. Die Drehzahlmessung erfolgt optoelektronisch. Dazu stehen sich außerhalb des durchsichtigen Rohres Fototransistor und Lichtquelle gegenüber. Diese optoelektronische Abtastung liefert Spannungsimpulse, deren Frequenz der Umdrehungsgeschwindigkeit des Turbinenrades entspricht und die weiterverarbeitet werden. Auf diese Weise läßt sich eine effektive augenblickliche Kraftstoffverbrauchsanzeige realisieren, die auch zur Ermittlung der Durchflußmenge anderer Flüssigkeiten geeignet ist.

▼ Mit dem erst kürzlich entdeckten Polyvinylidenfluorid (PVF_2) lassen sich **akustische Übertrager** aufbauen, die **in der akustischen Bildaufnahmetechnologie** verwendet werden können. PVF_2 hat eine relativ niedrige akustische Impedanz und ist damit besser an die akustischen Eigenschaften von Wasser anpaßbar als bisherige Keramikmaterialien. Daraus ergeben sich eine größere Bandbreite, eine erhöhte Empfindlichkeit und der Wegfall von Anpassungsschichten. Ein derartiger akustischer Wandler besteht aus einer oberen PVF_2-Schicht, die mit einer Elektrode versehen ist. Darunter befindet sich ein Siliziumwafer mit einer SiO_2-Schicht, in die eine zweite Elektrode eingebettet ist. Im Siliziumwafer ist ein MOSFET aufgebaut, so daß eine piezoelektrische MOSFET-Gesamtstruktur entsteht, die auch mit POSFET (piezoelectric oxide semiconducter FET) bezeichnet wird. Auf die PVF_2-Schicht auftreffende Schallwellen modulieren die Schichtdicke, wodurch über die piezoelektrische Wirkung der Schicht Ladungsänderungen am Gate des MOSFETs auftreten. Durch Anwendung mehrerer POSFETs kann man einen akustischen Bildaufnehmer aufbauen, der z. B. aus 34 Elementen besteht und eine Fläche von 14,7 mm mal 9 mm einnimmt.

▼ Mit Hilfe von Wärmeleitpasten läßt sich der Wärmewiderstand zwischen aktiven Halbleiterbauelementen und den Kühlkörpern zur effektiven Wärmeableitung herabsetzen. Prinzipiell ist ein einfaches Silikonfett als Wärmeleitpaste geeignet, da es auch bei hohen Temperaturen noch viskos bleibt. Bessere Ergebnisse liefern jedoch **spezielle Wärmeleitpasten,** die eine drei- bis vierfach bessere Wärmeübertragung als Silikonfett gewährleisten. Hierunter versteht man z. B. Mischungen mit drei Teilen Zinkoxid oder Aluminiumoxid und einem Teil Silikonfett. Beide Pastenarten lassen sich mit einem Lösungsmittel gut verteilt auftragen. Zur Verbesserung der elektrischen Eigenschaften kann ein Trocknen bei 150 °C angewandt werden. Die Wärmeübertragung der Aluminiumoxidpaste ist 1,5mal größer als die der Zinkoxidpaste. Weiterhin kann man ebenfalls Isolationsscheiben beiderseitig mit Wärmeleitpasten versehen, wobei man als Isolationsscheiben heute anstatt der bisher verwendeten Glimmerscheiben vorwiegend Polyester- oder hart eloxierte Metallscheiben einsetzt. Isolationsscheiben aus Silikon-Elastomer haben den Vorteil, daß sie nicht mit Wärmeleitpasten gefettet werden müssen.

▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der **Supraleitfähigkeit** ist ein Kunststoff, bei dem die Supraleitfähigkeit nachgewiesen werden konnte. Es handelt sich hierbei um den Kunststoff mit der chemischen Bezeichnung Tetramethyltetraselenofulvalenhexafluorphosphat $(TMTSF)_2PF_6$. Die meisten ähnlichen Kunststoffe dagegen werden nahe dem absoluten Nullpunkt zu Isolatoren. Bei dem vorliegenden Kunststoff tritt die Supraleitung bei 0,9 K unter einem Druck von $12 \cdot 10^8$ Pa auf. Ziel der weiteren Arbeiten ist es, die Kunststoffverbindung auf praktische Brauchbarkeit zu untersuchen, ob ohne Druck und bei höheren Temperaturen Supraleitung eintritt.

▼ Besonders **für Anwendungen in der Meß- und Prüftechnologie** ist die Schaltung geeignet, deren Prinzip in unserem Bild aus Electronics 53 (1980) H. 2, S. 125, gezeigt wird. Die Schaltung stellt positive Ausgangsimpulse bei unterschiedlichen Eingangsimpulsen zur Verfügung und läßt positive Signale mit einem Tastverhältnis von weniger als 50 % passieren. Andere



Signale werden invertiert. Die Eingangssignale gelangen über den Inverter G_1 an das Integrationsglied R_1C_1, wobei über C_1 eine Gleichspannung entsteht. Bei einem positiven Eingangssignal mit einem Tastverhältnis von weniger als 50 % liegt damit der Ausgang des Operationsverstärkers V_1 hoch. Damit kann das Eingangssignal über G_6 und G_7 ohne Beeinträchtigung zum Ausgang gelangen. Ist das Tastverhältnis größer als 50 % oder liegen negative Impulse am Eingang, so nimmt die Spannung über dem Integrationskondensator einen niedrigeren Wert an, so daß das Ausgangssignal von V_1 auf tief umschaltet. Dadurch wird das Eingangssignal auf seinem Weg vom Eingang zum Ausgang über G_2, G_5 und G_7 invertiert. Die beiden Leuchtdioden D_1 und D_2 geben visuell über die Polarität des anliegenden Signals Auskunft.

▼ Mit einem neuen **InGaAsP-Kristallwachstumsprozeß** und der dazugehörigen Verarbeitungstechnologie lassen sich Halbleiter-Laserdioden realisieren, die bei Wellenlängen von 1,3 µm arbeiten und somit an ein Übertragungsfenster mit minimalen Verlusten in Lichtleitfasern bestens angepaßt sind. Derartige Laserdioden bilden die Voraussetzung zum Aufbau optischer Nachrichtenübertragungssysteme mit großer Übertragungskapazität, die über große Entfernungen arbeiten. Zusammen mit geeigneten Lichtleitfasern geringer Dämpfung ergeben sich Verstärkerabstände von über 50 km. Die Ausgangsleistung einer derartigen, in Heterostruktur aufgebauten Laserdiode liegt in der Größenordnung von 5 mW. Der Schwellwertstrom beträgt 60 mA. Die Laserdiode ist bis zu 2 GHz modulierbar.

▼ Die optische Nachrichtenübertragung ist nunmehr auch in den unmittelbaren Lebensbereich des Menschen eingedrungen. Bisher beschränkte sie sich auf die drahtlose Fernsteuerung von Rundfunk- und Fernsehempfängern mit Infrarotstrahlen. Bei einem schnurlosen **Infrarottelefon** ist der Handapparat über Infrarotlicht mit einer festinstallierten Gegenstation verbunden. Zur Übertragung zwischen Handapparat und Gegenstation wird Pulsphasenmodulation eingesetzt, die zur Realisierung einer Zweiwegübertragung mit einem kleinen Aufwand an Energie und gerätetechnischen Einrichtungen auskommt. Nach dem Prinzip der Pulsphasenmodulation wird das niederfrequente Sprachsignal mit 9 kHz abgetastet. Die niederfrequente Information bestimmt die Phasenlage der Abtastimpulse zueinander. Der PPM-Demodulator im Empfänger gewinnt aus der Phasenlage das niederfrequente Nutzsignal zurück. Impulsamplitude und -breite haben in erster Näherung keinen Einfluß auf die Übertragungsqualität. In die Lücke zwischen den Impulsen einer Übertragungsrichtung fügt man nach dem Prinzip der Zeitmultiplexübertragung die Impulse der Gegenrichtung ein. Damit keine Rückkopplung entsteht, wird jeweils der Empfänger der Station gesperrt, deren Sender gerade arbeitet.

Leserpost

Betr.: Silberoxidbatterie UCC 393

Können Sie mir nähere Angaben über die im Heft 1 (1980) erwähnte Silberoxid-Zelle UCC 393 machen (Kurzschlußstrom, Spannung, Kapazität)? Handelt es sich bei dieser Zelle um ein Sekundär- oder Primärelement, d. h., muß man die Zelle mit Gleichstrom oder mit asymmetrischem Wechselstrom laden?

F. A., Berlin

Die für die Quarz-Herrenarmbanduhr Kaliber 22-01 vorgesehene Silberoxidbatterie Typ UCC 393 ist ein Primärelement mit den Elektroden Silberoxid (Ag_2O) und Zink (Zn) und dem Elektrolyten Kalilauge (KOH).
Bei diesem Zellensystem ist ein Wiederaufladen nicht möglich. Die genannte Batterie hat die Abmessungen 7,9 mm (Durchmesser) × 5,4 mm (Höhe), die Nennspannung beträgt 1,55 V und die Nennkapazität 75 mAh. Eine kurzzeitige Belastung von max. 15 mA, wie sie zur Beleuchtung des Zifferblattes gefordert wird, verträgt die Batterie ohne Schädigung.

✶

Was versteht man unter Symmetriedämpfung?

N. G., Mühlhausen

Ein Vierpol hat z. B. die Ausgangsspannung A, wenn ihm eine symmetrische Eingangsspannung zugeführt wird. Verbindet man beide Eingangsklemmen und speist zwischen dieser Verbindung und Erde (Masse) die g l e i c h e *Eingangsspannung ein, so erhält man die meist viel kleinere Ausgangsspannung B. Den Ausdruck*

$$20 \lg \frac{A}{B}$$

bezeichnet man als „Symmetriedämpfung". Er wird in dB gemessen.
Wichtig ist, daß dabei die Eingangsspannung den Vierpol nicht übersteuert, und daß (besonders bei der Messung von B) die Nutzspannung nicht durch eine Fremdspannung (Brummen!) verfälscht wird. Diese Gefahr ist besonders bei tiefen Tonfrequenzen gegeben.
Die Symmetriedämpfung ist vor allem in der NF-Studiotechnik von Bedeutung. Übliche Werte z. B. von NF-Verstärkern sind hier 70...90 dB. Bei dieser Angabe ist wichtig, bei welcher Frequenz die genannte Symmetriedämpfung erreicht wird, denn diese ist frequenzabhängig. Bei hohen Frequenzen ist sie meist erheblich kleiner als bei tiefen Frequenzen.

✶

Ich suche die Daten (Schwingspulenwiderstand, Leistung usw.) des Lautsprechers L 3401.

O. G., Berlin

Der Lautsprecher L 3401 hat die Nennleistung 12,5 W, eine Schwingspulenimpedanz von 6 Ω, eine Eigenresonanzfrequenz von 60 Hz, einen Übertragungsbereich von 40...12 000 Hz und einen Membrandurchmesser von 300 mm.

✶

Ich suche die Äquivalenztypen zu den sowjetischen IS К 155 ИЕ 6 und К 155 ИЕ 7.

G. Z., Erfurt

Nach Unterlagen aus der UdSSR besteht folgende Äquivalenz: für К 155 ИЕ 6 (≙ 74 192) der DDR-Typ D 192 C und für К 155 ИЕ 7 (≙ 74 193) der DDR-Typ D 193 C.

✶

In Fachzeitschriften der CSSR fand und finde ich Abkürzungen für Bauelementegrößen, die ich ohne weiteres verstehe (4 k 2, 10 μ, 33 p usw.). Was aber bedeutet z. B. 4 j 7? Ich kenne keine Maßbezeichnung, die mit „j" anfängt?

G. L., Britz

In Zusammenhang mit Bauelementegrößenbezeichnungen bedeutet „j" den Faktor 1. In Ihrem Beispiel: 4 j 7 heißt 4,7. Je nachdem, ob es sich um einen Kondensator oder einen Widerstand handelt, heißt es 4,7 pF oder 4,7 Ω.

✶

Von einem Import-Transistor war angegeben, daß der Sockel dem „X-59" entsprechen soll. Ich kann mir nichts darunter vorstellen, können Sie mir helfen?

N. L., Berlin

Die Sockelbezeichnung X-59 entstammt dem Transistor Data Book, einem Standardwerk aus den USA, das halbjährlich erscheint und sehr viele Daten westlicher Transistoren enthält. Es wurde zu einem internationalen Standardwerk, und viele Nachschlagewerke übernahmen die Bezeichnungen aus diesem Buch, z. B. für Sockelschaltungen.
Der Sockel X-59 entspricht etwa der Bauform L 3/12 nach TGL 11 811, entspricht also dem der Transistoren SC 236 bis SC 239. Dabei ist jedoch nicht definiert, wie die einzelnen Kontakte belegt sind (E-B-C oder B-C-E usw.).

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18/36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · SEPTEMBERHEFT 9·1980

Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse

Teil 1: Aufbau und Wirkungsweise des Gesamtsystems

Dr. K. FREYER,
Dr. H.-CH. TREUTLER,
Dipl.-Phys. W. BIRKHOLZ,
Dipl.-Phys. D. STAMS,
Dipl.-Ing. H. FRIEDRICH und
Dipl.-Ing. H. KOEPERNICK

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Isotopen- und Strahlenforschung und dem Zentralinstitut für Kernforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR

Der elektronischen Bildanalyse dient das Gerätesystem „Densitron". Es läßt sich sehr vorteilhaft auch für Untersuchungen in der Technologie der Halbleiterelektronik einsetzen. In diesem zweiteiligen Beitrag werden das Gesamtsystem und eine Zusatzeinrichtung zur Digitalisierung und Speicherung von fernsehtechnisch transformierten Bildern beschrieben.

Wegen des hohen Informationsgehaltes von Bildern besteht eines der wesentlichsten Probleme in der Bewältigung der bei der Auswertung anfallenden Datenmengen, ihrer sinnvollen Verdichtung und der gezielten Entnahme interessierender Informationen. Eine der gebräuchlichsten meßtechnischen Varianten bei der Bildanalyse ist die punktweise fotometrische Abtastung der Bildvorlagen. Als Meßgrößen fallen Schwärzungs- oder Transparenzwerte an. Sowohl für Fragen der Strukturerkennung in Bildern als auch bei der Bestimmung integraler Größen, wie Substanzkonzentrationen, Gehalte an radioaktiven Substanzen, Strahlungsintensitäten, Extinktionen, Energiewerten u. a. m. sind prinzipiell mit hoher Ortsauflösung Meßwerte auf fotometrischem Wege zu bestimmen. Dabei können entweder alle Meßwerte automatisch oder nur einzelne, die zur Aussage benötigt werden, erfaßt werden. Mit modernen fernsehtechnischen Hilfsmitteln läßt sich beides erreichen.
Mit diesem Beitrag wird das elektronische Bildanalysengerät „Densitron" vorgestellt, das Bildauswertungen unter den o. g. Aspekten erlaubt. Unter Nutzung von Prinzipien der Äquidensitometrie, d. h. einer Bildtransformation in eine hier gewählte Farb-Isohelendarstellung, wird die Problematik der flächenhaften zweidimensionalen Messung auf das eindimensionale Problem der Bestimmung von Isolinien reduziert. Diese Form der Darstellung von Meßergebnissen liefert zusätzlich eine anschauliche Wiedergabe vorhandener und ausgewerteter Bildstrukturen. Insbesondere werden integrale Größen wie z. B. Substanzmengen für bestimmte Bildbereiche durch Summieren der Produkte aus den in diesen Bereichen zwischen je zwei aufeinanderfolgenden Isolinien gelegenen Flächen und dem entsprechenden Wert der Substanzkonzentration erhalten.
Dieses für die quantitative Auswertung von Autoradiogrammen im Zentralinstitut für Isotopen- und Strahlenforschung Leipzig (ZfI) konzipierte und entwickelte [1] [2] und gemeinsam mit dem Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf (ZfK) und der TH Karl-Marx-Stadt gebaute und weiterentwickelte Gerät [3] hat gemäß der beschriebenen Grundkonzeption über den Rahmen der Autoradiografie hinaus Bedeutung gewonnen, da es Bildauswerteprobleme auf anderen wissenschaftlichen Gebieten unter sehr ähnlichen Gesichtspunkten gibt, wie z. B. in der Röntgenologie [4] [5], den Biowissenschaften [6] [7] [8], der Werkstofforschung [9], der Nuklearmedizin [10], der Metallogie, der Astronomie, auf dem Gebiet der Mikroelektronik [11] [12], der Lichttechnik [13] u. a. m.
Im Teil 1 dieser Mitteilung werden Prinzip, Funktionsweise und elektronischer Aufbau des Gerätesystems „Densitron" dargestellt. Dabei wird schwerpunktmäßig auf wesentliche Baugruppen des Systems und auf vorgenommene schaltungstechnische Verbesserungen der kommerziellen industriellen Fernbeobachteranlage des VEB Studiotechnik Berlin eingegangen. Besondere Erläuterungen zum Einsatz des Gerätesystems sind der angegebenen Literatur zu entnehmen.
Teil 2 des Beitrages wird sich mit einer Zusatzeinrichtung zum Gerätesystem „Densitron", dem BDEG 256, beschäftigen, mit dem die Digitalisierung und Speicherung von fernsehtechnisch transformierten Bil-

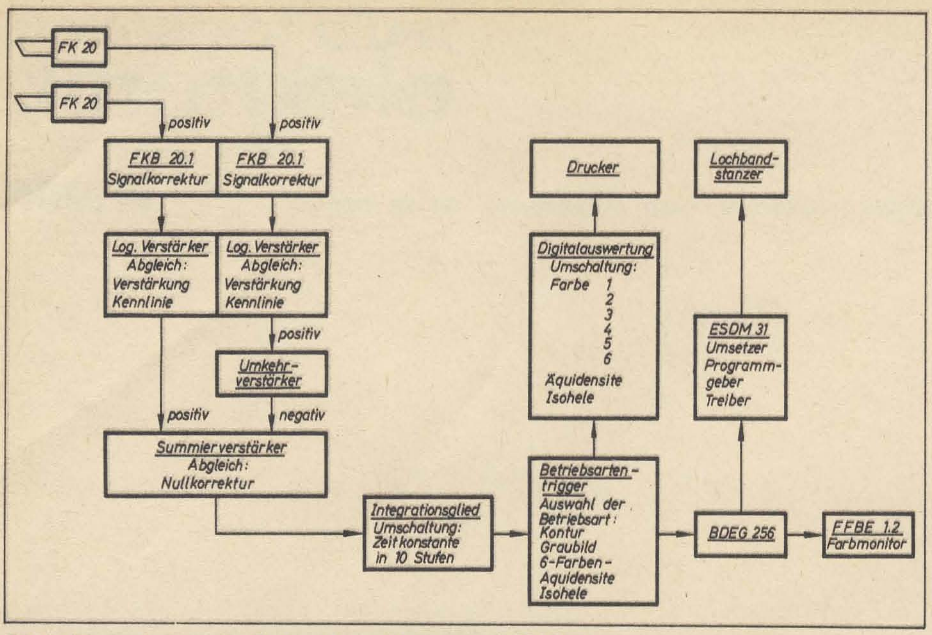


Bild 1: Prinzipschaltung des Gerätesystems „Densitron" mit BDEG 256

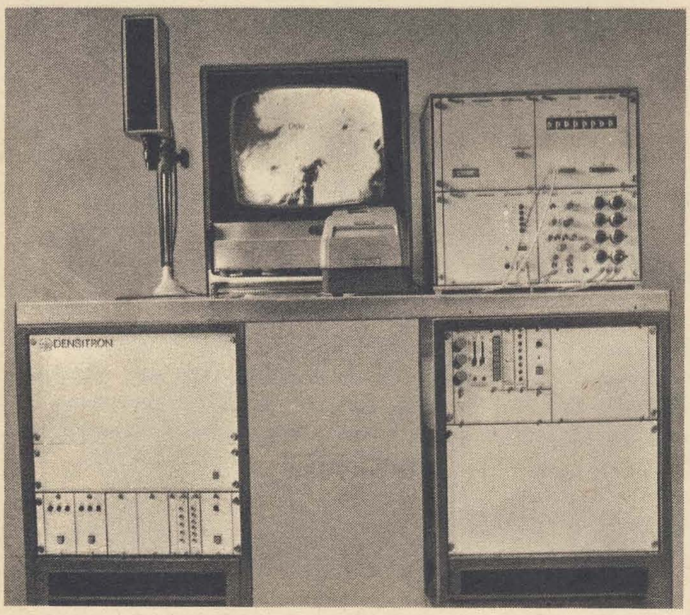


Bild 2: Gerätesystem „Densitron" Werkfoto

dern möglich ist. Damit wird die rechentechnische Bildverarbeitung von Vorlagen möglich, die mit dem „Densitron" transformiert werden.

1. Aufbau und Wirkungsweise

Im Bild 1 ist das Blockschaltbild und im Bild 2 die Gesamtansicht des Gerätesystems „Densitron" wiedergegeben. Mit Fernsehkameras vom Typ FK 20 vom VEB Studiotechnik Berlin werden die Bilder in Durch- oder Auflichtgeometrie abgetastet. Dabei entstehen helligkeitsproportionale Videosignale. Die Signalfolge wird mit Impulshöhenanalysatoren unter Nutzung schneller Triggerschaltungen in hinsichtlich der Lage und der Breite vorwählbare Klassen sortiert. Die Klassengrenzen entsprechen Signalen gleicher Amplitude, d. h. in Bildern Punkten gleicher Schwärzung bzw. Transparenz, insgesamt also Äquidensiten. Über eine Schaltmatrix erfolgt die Bildwiedergabe auf einem Farbfernsehmonitor (FFBE 1.2 vom VEB Studiotechnik Berlin). Jeder Signalklasse bzw. jedem Schwärzungsintervall im untersuchten Bild wird dabei eine sinnfällig gewählte Farbe (Farb-Isohele) zugeordnet.

Beim „Densitron" sind insgesamt sieben Farbklassen einstellbar. Die Farbreihenfolge gelb, violett, weiß, grün, rot, blau und schwarz (bzw. keine Farbe) verläuft mit steigender Schwärzung bzw. sinkender Transparenz. Lage und Breite der Farbflächen und damit die Lage der Äquidensiten im Bild sind frei wählbar. Die Größen der Farbflächen im Bild werden als Relativwerte durch Impulszählung bestimmt und über einen Streifendrucker ausgegeben oder bei Anschluß eines Meßwerterfassungssystems (z. B. 3518, VEB Funkwerk Erfurt) auf Lochband gespeichert. Interessierende Bildabschnitte können mit einem Trickbildmischgerät TBM 1.2 (VEB Studiotechnik Berlin) ausgewählt werden.

Um Bildvergleiche vornehmen zu können, wurde das Gerätesystem „Densitron" zweikanalig aufgebaut. Ein Kanal dient dabei zur Erzeugung eines invertierten Videosignals. Die von zwei Fernsehkameras gleichzeitig erzeugten Signale werden über einen Summierverstärker zusammengeführt. Dadurch sind z. B. Bildsubtraktionen möglich. Da für Bildauswertungen meist schwärzungsproportionale Meßwerte erforderlich sind, können die Videosignale mit Hilfe von Logarithmierverstärkern entsprechend gewandelt werden. Damit wird es auf einfache Weise möglich, integrale Größen wie z. B. Substanzkonzentrationen, Flächenmassen oder Energiemengen in Autoradiogrammen, defektoskopischen Aufnahmen oder Satellitenaufnahmen zu bestimmen.

Wegen der vielfältigen optischen Anpassungsmöglichkeiten von Fernsehkameras zur Bildabtastung ist das Gerätesystem „Densitron" außerordentlich vielseitig einsetzbar.

Es läßt sich vom Mikroskopbild (die Fernsehkamera ist über einen Zwischentubus direkt an Mikroskope ansetzbar) bis zu Geländeanschnitten (z. B. Tagebauaufschluß) ein großer Abbildungsbereich überstreichen. Das Gerät ist u. a. zur Analyse stark strukturierter Verteilungen (Gesteinsanschliffe) durch die schnelle Flächenmessung oder für die Auswertung von Röntgenogrammen durch eine hohe visuelle Anschaulichkeit kontrastierender Farbunterschiede gegenüber vom menschlichen Auge schlecht unterscheidbarer geringer Schwärzungs- oder Transparenzunterschiede bei wesentlich geringerem meßtechnischen Aufwand als bei punktweiser Fotometrie sehr gut geeignet. Die elektronische Rechentechnik gestattet es heute, umfangreiche Programme zur Bildauswertung wie Bildkorrektur, Bildverbesserung, Objekterkennung, Strukturanalyse u. ä. anzuwenden [15]. Dazu ist eine Digitalisierung der Bildinformation notwendig. Das erfolgt in der Regel durch punktweises Fotometrieren, d. h. durch Bestimmung der Wertetripel S (x, y) (Schwärzung als Funktion zweier Ortskoordinaten im Bild) mit beträchtlichem apparativen und zeitlichen Aufwand.

Für diese Zwecke wurde ein Zusatzgerät zum Gerätesystem „Densitron", das BDEG 256, entwickelt, das es gestattet, die Bildinformation digital auf Lochband zu speichern. Dazu wird ein Punktraster veränderlicher Größe und frei wählbarer Lage in das Fernsehbild eingeblendet. Die Bildinformation wird binär verschlüsselt registriert (0 bis 6 ≙ den Farben schwarz bis gelb). Eine Kalibrierung der Zuordnung zwischen Isolinie und Schwärzung oder Transparenz läßt sich mit Hilfe genormter Graukeile leicht durchführen.

Das Gerätesystem „Densitron" wird z. Z. vom Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR in der im Bild 2 wiedergegebenen Form produziert.

2. Wesentliche Baugruppen

Die Fernsehkamera liefert helligkeitsproportionale, entsprechend der zeilenweisen Bildabtastung zeitlich schnell veränderliche Spannungssignale. Eine in beiden Dimensionen etwa gleiche Bildschärfe verlangt eine Einschwingzeit von weniger als 100 ns, was einer Grenzfrequenz von etwa 5 MHz entspricht. Für die Verarbeitung und Klassierung dieser Signale müssen daher entsprechend breitbandige Schaltungen verwendet werden. Eine Auswahl davon sei nachfolgend erläutert.

2.1. Logarithmierverstärker

Um aus den helligkeitsproportionalen Videosignalen schwärzungsproportionale zu erzeugen, ist eine Logarithmierung erfor-

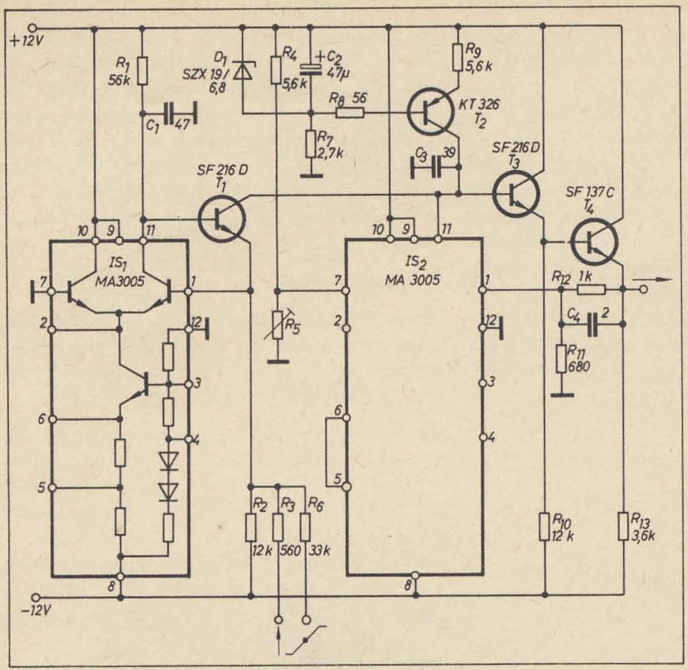


Bild 3: Logarithmierverstärker

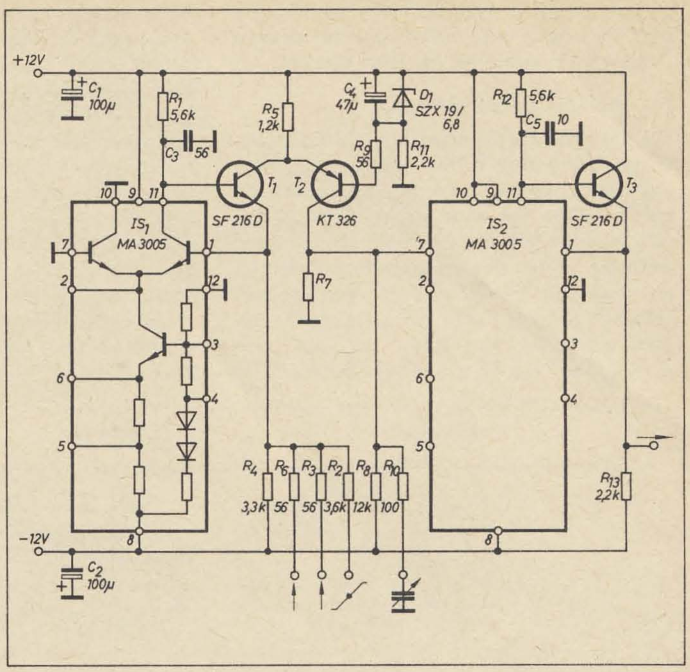


Bild 4: Summierverstärker

derlich. Hierbei ist es besonders schwierig, die erwünschte Schnelligkeit zu erzielen. Mit der üblichen Schaltung, bei der das logarithmierende Bauelement (Diode oder Transistor) im Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers liegt, gelang dies nicht. Es wurde daher das im Bild 3 dargestellte Schaltungsprinzip verwendet. Der recht breitbandige integrierte Differenzverstärker IS_1 (MA 3005, ČSSR) bildet mit T_1 einen auf $V = 1$ gegengekoppelten stromempfindlichen Verstärker ohne Phasendrehung. Der von ihm gezogene Strom subtrahiert sich von dem mit Stromgenerator T_2 eingespeisten Kollektorstrom des rechten Differenzstufentransistors von IS_2. Entsprechend seiner Basisspannung, die über mehrere Dekaden dem Logarithmus des Kollektorstromes proportional ist, ändert sich die Ausgangsspannung der mit T_3 und T_4 gebildeten, stark gegengekoppelten Verstärkerschleife.

Durch die im Gegensatz zur üblichen Schaltung konstant bleibende Gegenkopplung ist die Einschwingzeit auch im Bereich kleiner Eingangssignale noch recht kurz. Bei größerer Aussteuerung entsteht eine Nichtlinearität, weil sich auch der Strom im linken Transistor der Differenzstufe merklich ändert. Bei einer Logarithmierung über nur zwei Dekaden, wie sie hier gefordert wurde, ist der Fehler jedoch vernachlässigbar.

Soll durch Logarithmierung eine lineare Funktion aus einer Exponentialfunktion entstehen, so darf letztere nicht mit einer additiven Konstante behaftet sein. Durch Anlegen einer im Bereich von —12...12 V veränderlichen Korrekturspannung an R_6 lassen sich derartige Komponenten der kameraseitigen Eingangssignale kompensieren. Bei richtig eingestelltem Arbeitspunkt ergibt eine Änderung der Eingangsspannung im Verhältnis 1:10 einen Ausgangsspannungshub von etwa 1,5 V. Die Anstiegszeit liegt zwischen 50 ns bei den größten und 1 μs bei den kleinsten auszuwertenden Eingangssignalen.

2.2. *Summierverstärker*

Bild 4 zeigt das Schaltbild eines Summierverstärkers zur rückwirkungsfreien Summierung zweier Videosignale ohne Polaritätsumkehr. IS_1 und T_1 bilden wieder eine stromempfindliche Verstärkerschleife. Der Eingang wird durch IS_1 driftarm auf Nullpotential stabilisiert und ist wegen der starken Gegenkopplung sehr niederohmig ($R_e < 0{,}1\ \Omega$). Dadurch ist die Rückwirkungsfreiheit der über R_3 und R_6 eingespeisten Videosignale gewährleistet. Durch Anlegen einer zwischen +12 V und —12 V veränderlichen Spannung an R_2 lassen sich Nullabweichungen kompensieren oder Pegelverschiebungen durchführen. Die Basisstufe T_2 führt das hochliegende Ausgangspotential des Stromverstärkers auf Null zurück und erzeugt am Arbeitswiderstand R_7 einen zum Eingangssignal gleichphasigen, positiven Spannungsabfall. Dieser wird durch den eingangsseitig hochohmigen Spannungsfolger IS_1 und T_3 auf niedrige Ausgangsimpedanz transformiert.

Durch kapazitive Überbrückung von R_7 läßt sich eine Integration des Signals erzielen, wenn auf Kosten der Bildschärfe eine Verminderung des Signalrauschens (Grieß) erwünscht ist. R_{10} dient dabei zur Dämpfung von Einschwingvorgängen.

Die Spannungsverstärkung der Gesamtschaltung ist durch das Verhältnis des Arbeitswiderstandes R_7 zu den Eingangswiderständen R_3 bzw. R_6 gegeben, ist also etwa 18fach. Die Anstiegszeit ohne Integration bleibt unter 50 ns.

2.3. *Triggerschaltung*

Für eine Sechsfarbendarstellung vorgewählter Graustufen des ankommenden Videosignals bzw. zum Einblenden von Konturen, Äquidensiten und Isohelen bei beliebigen Helligkeitswerten werden schnelle, driftarme Triggerschaltungen benötigt. Es wurde anfänglich versucht, als Trigger den integrierten Komparator A 110 einzusetzen und die weiteren logischen Verknüpfungen mit TTL-Schaltkreisen zu realisieren. Die ungleichen Ein- und Ausschaltverzögerungen dieser Bauelemente ergaben jedoch zu große Fehler bei der nachfolgend beschriebenen digitalen Flächenmessung, so daß auch hierbei auf eine halbdiskrete Schaltung zurückgegriffen wurde. ECL-Schaltkreise standen im Entwicklungszeitraum noch nicht ausreichend zur Verfügung.

Bild 5 zeigt die beiden ersten Stufen des Sechsfarbentriggers. Jede Stufe enthält eingangsseitig wieder den Differenzverstärker MA 3005, dem ein Differenzpaar aus Einzeltransistoren mit antiparallel geschalteten Übersteuerungsschutzdioden folgt. Wegen ihrer hohen Spannungsverstärkung wird diese Schaltung bereits mit einer Eingangsspannungsdifferenz von weniger als 5 mV voll durchgesteuert. Die Temperaturdrift ist geringer als 0,1 V/K, die Schaltzeit liegt unter 50 ns.

Die zu klassierende Eingangsspannung wird den Triggern parallel an den Anschlüssen 7 der MA 3005 zugeführt, während die Pegelspannungen, die eine monoton zunehmende Folge bilden müssen, an den Anschlüssen 1 anliegen. Die logische Verknüpfung der Einzeltrigger wird dadurch erreicht, daß jeweils der Kollektor des rechten Transistors eines diskreten Differenzpaares (z. B. T_4) mit dem linken des folgenden (T_6) verbunden und an den Eingang einer Basisstufe (T_3) geführt ist. Der über R_{18} fließende Strom ist so bemessen, daß die Basisstufe erst leitend wird, wenn T_4 und T_6 stromlos sind. Das ist dann der Fall, wenn die Eingangsspannung größer als Pegel 1, aber kleiner als Pegel 2 ist. Der an R_{16} entstehende Spannungsabfall gelangt über den Emitterfolger T_1 an den Digitalausgang 1 und an die Einstellregler R_5, R_9 und R_{12}, die so eingestellt sind, daß die über R_7, R_{11} und R_{13} in die Sammelleitungen für das rote, grüne bzw. blaue Farbsignal eingespeisten Ströme die gewünschte Kombinationsfarbe für die erste Graustufe liefern.

Überschreitet die Eingangsspannung den Pegel 2, bleibt jedoch unter Pegel 3, so werden T_7 und T_5 geöffnet, der Digitalaus-

gang 2 erhält H-Potential, die mit R_{20}, R_{24} und R_{27} eingestellte Farbe, die der zweiten Graustufe zugeordnet ist, wird erzeugt.

2.4. Digitale Flächenmessung

Zur digitalen Flächenmessung wird entsprechend Bild 6 eine 10-MHz-Impulsfolge über eine Torschaltung dem Flächenzähler zugeführt. Das Tor wird während einer Zeit von 10 oder 100 Bildwechseln immer dann geöffnet, wenn der ausgewählte Farbtrigger anspricht. Hierzu wird der Vertikal-Synchron-(V-)Impuls über das Gatter G_2 sowohl dem V-Impuls-Zähler VZ als auch einem Flip-Flop FF zugeführt. Durch Betätigen der Starttaste erzeugt G_1 H-Potential und öffnet G_2. Der erste V-Impuls setzt FF, erfüllt damit die erste Öffnungsbedingung für G_3 und hält G_2 über G_1 offen.
Spricht nun während der zeilenweisen Bildabtastung der mit Stufenschalter S_1 ausgewählte Farbtrigger an, so ist auch die zweite Öffnungsbedingung für G_3 erfüllt, und die Impulse des 10-MHz-Bildpunktgenerators, welche die dritte Bedingung darstellen, werden im Flächenzähler FZ gezählt, solange die Bildabtastung im entsprechenden Farbgebiet verläuft. Dies wiederholt sich mit jeder Zeile und jedem Bildwechsel, bis FF durch VZ rückgesetzt wird. Damit werden G_2 und G_3 gesperrt, und im Flächenzähler ist die entsprechend der Stellung von S_2 über 10 bzw. 100 Bildwechsel integrierte Zahl von Bildpunkten gespeichert, die der gewählten Farbe zugeordnet sind. Diese Zahl wird durch eine Ziffernanzeige dargestellt und kann auch ausgedruckt werden. Nach Nullstellung ist die Schaltung für einen neuen Meßzyklus bereit.

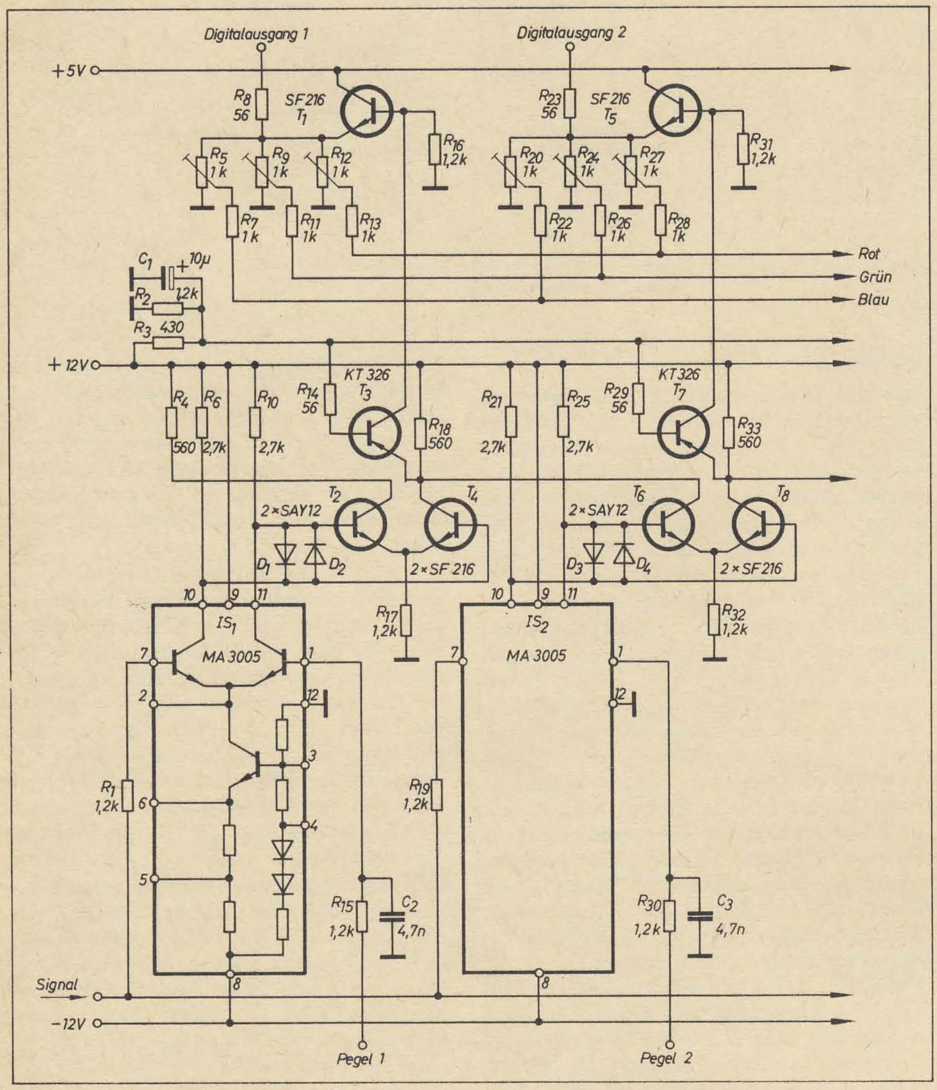


Bild 5: Triggerschaltung

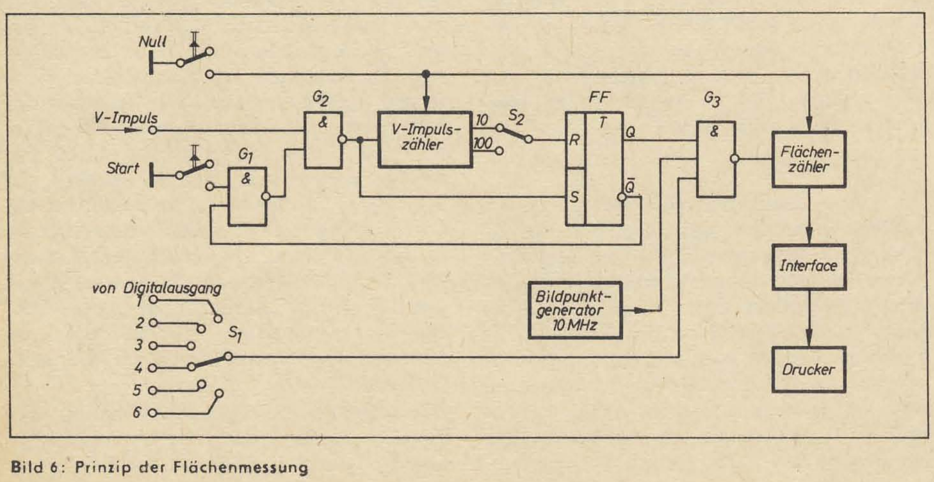


Bild 6: Prinzip der Flächenmessung

3. Gerätetechnik

Beim Einsatz zur quantitativen Bildauswertung traten an der für industrielles Fernsehen konzipierten Fernsehstrecke FK 20/FBZ 2 folgende störende Effekte auf:

- Schlechter Signal-Rausch-Abstand der Eingangsstufe der FK 20 durch den hohen Rauschanteil des Nuvistors 6S51N
- Schwingneigung des Kameravorverstärkers
- Einstrahlung starker Mittelwellensender auf den Kameravorverstärker
- hoher Brummanteil des vorausgetasteten BA-Signals
- starkes Überschwingen der Eingangsstufe des Kameravorverstärkers nach der V-Austastung. Das führte zu Signalverfälschungen in vertikaler Richtung
- fehlende Stabilisierung der Plattenspannung in der Betriebsart „Einstellung von Hand"
- Shading-Effekte des Endikons
- fehlende Nullpunktklemmung des Videoausgangssignals an der Fernsehbetriebszentrale.

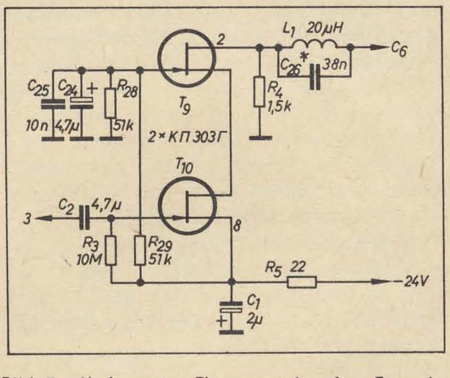


Bild 7: Verbesserte Eingangsstufe der Fernsehkamera FK 20

Durch eine Reihe von Veränderungen an der Fernsehstrecke konnten deren Eigenschaften so verbessert werden, daß ihr Einsatz zur quantitativen Bildauswertung möglich wurde:

- Der Signal-Rausch-Abstand konnte durch den Einsatz zweier Sperrschicht-FETS in der Eingangsstufe um 10 dB verbessert werden (s. Bild 7). Damit erweiterte sich im Bereich hoher Schwärzungen die Auflösung von 7 auf 12 Graustufen. Die Empfindlichkeit der Kamera wird erhöht. Diese Schaltung konnte nach Entfernen des Nuvistors an dessen Stelle auf der Leiterplatte eingebaut werden.
- Die Schwingungsneigung des Kameravorverstärkers wurde durch Einfügen von 10-Ω-Widerständen unmittelbar an die Emitteranschlüsse der Transistoren beseitigt.
- L_1 und C_{26} der Kameraeingangsstufe (Bild 7) bilden für MW-Ortssender einen Sperrkreis.

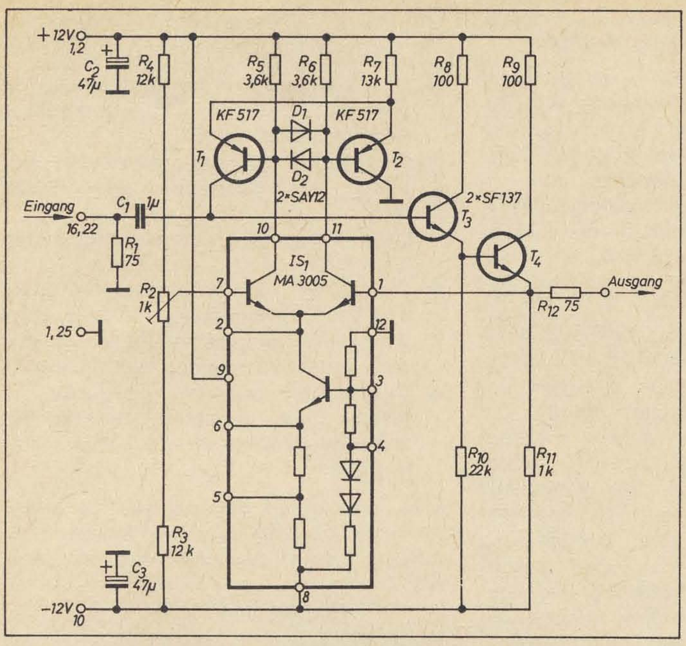


Bild 8: Klemmstufe für Videosignal

- Die Brummspannung der Betriebsspannung des Kameravorverstärkers wurde durch Parallelschalten eines Elektrolytkondensators von 200 µF zu C_{18} im Regelnetz auf 10 mV herabgesetzt.
- Durch Verändern der Zeitkonstante (C_2, R_3) am Eingang des Kameravorverstärkers wurde das Überschwingen soweit verringert, daß keine meßbaren Signalverfälschungen in vertikaler Richtung mehr auftraten.
- Die industrielle Fernbeobachteranlage ist so konzipiert, daß bei unterschiedlicher mittlerer Helligkeit der Objekte die Plattenspannung automatisch nachgeregelt wird, so daß ein nahezu konstantes Ausgangssignal entsteht. Zur quantitativen Bildauswertung muß mit fest eingestellter Plattenspannung (Betriebsart „Plattenspannung von Hand") gearbeitet werden, da ein schwärzungs- oder transparenzproportionales Ausgangssignal unabhängig von der mittleren Bildhelligkeit erforderlich ist. Die Konstanz der Plattenspannung ist dafür nicht ausreichend. Deshalb wurde eine Stabilisierung mit Z-Dioden auf $U_{P\,max} = U_Z = 60$ V in der FBZ 2 vorgenommen.
- Eine Verminderung von Shading-Effekten wurde durch Einsatz der vom Hersteller zusätzlich angebotenen Leiterplatte „Störsignalkompensation" bei Auswahl geeigneter Endikons erreicht.
- In der Fernsehbetriebszentrale FBZ 2 wird das BAS-Signal kapazitiv ausgekoppelt. Dadurch ist der absolute Wert des Schwarzpegels vom Bildinhalt abhängig. Im Gerätesystem „Densitron" wird der Schwarzpegel als Bezugswert verwendet. Deshalb wurde am Videoeingang des Gerätesystems eine Pegelhaltestufe nach Bild 8 eingefügt.
  Diese Klemmstufe stellt eine aus der IS MA 3005 und den Transistoren T_1 bis T_4 bestehende Verstärkerschleife dar, die das über C_1 eingekoppelte Videosignal innerhalb der Austastlücke auf den Spannungswert Null klemmt. Der Nullpunkt kann dabei an R_2 in gewissen Grenzen variiert werden. Am Ausgang dieser Stufe steht das auf $U_{AO} = 0$ V bezogene Videosignal mit einer Impedanz von 75 Ω zur Verfügung.
- Die Synchronisation des Densitron erfolgt zentral mit dem Fernsehimpulsgeber FIG 20. Hier erwies sich die Betriebsart „Netzsynchronisation" als zweckmäßig, um Brummstörungen durch die Restwelligkeit der Betriebsspannungen nicht wirksam werden zu lassen. Außerdem wird eine Synchronisation zwischen den Leuchtstofflampen der Beleuchtungseinrichtung und dem Gerätesystem Densitron erreicht.

Wird fortgesetzt

Regenerierung von Primärzellen

Dr. HANS-WERNER UHLIG und
Chem.-Ing. HEINZ PALIS

Mitteilung aus dem VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik

Die Beobachtung, daß Primärzellen geladen werden können, gibt immer wieder Anlaß zu Vorschlägen über die praktische Nutzung dieses Effektes, der als Regenerierung bezeichnet wird. Dabei stehen Fragen der Ladetechnik im Vordergrund, während systematische Untersuchungen an Primärzellen und die Behandlung der elektrochemischen Grundprobleme, besonders in der deutschsprachigen Literatur, kaum zu finden sind. Dieser Beitrag soll dazu beitragen, eine realistische Einschätzung der Regenerierfähigkeit von Primärzellen zu gewinnen.

Chemische Stromquellen werden in Primärzellen und Sekundärzellen eingeteilt. Primärzellen sind für eine einmalige Energielieferung bestimmt, während Sekundärzellen ein Vielfaches der installierten chemischen Energie abgeben können, indem sie durch Zuführung elektrischer Energie in den Ausgangszustand zurückgebracht werden. Im praktischen Verhalten besteht jedoch kein scharfer Unterschied zwischen den beiden Zellenarten. Die Zahl der erreichbaren Lade- und Entladezyklen umfaßt bei Sekundärzellen einen Bereich von weniger als 100 bis zu über 1 000 und hängt von vielen Faktoren ab. Primärzellen sind unter bestimmten Bedingungen ebenfalls mehrfach aufladbar.

Zum Verständnis der grundsätzlichen Probleme bei der Aufladung von Primärzellen ist es zweckmäßig, zunächst die Wirkungsweise der Sekundärzellen zu betrachten. Dafür bieten sich der gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulator und der elektrolytdicht geschlossene Bleiakkumulator an, deren Anwendungsgebiete denen der Primärzellen entsprechen.

Sekundärzellen

Die beiden betrachteten Sekundärzellen sind gekennzeichnet durch

$$(+)\ PbO_2/H_2SO_4,\ H_2O/Pb\ (-)$$
$$(+)\ NiOOH/KOH,\ H_2O/Cd\ (-)$$
(Katode)/ (Elektrolyt)/ (Anode)

Die elektrochemische Stromerzeugung beruht auf der Umwandlung chemischer in elektrische Energie durch zwei in der Zelle räumlich getrennt ablaufende Reaktionen: einem elektronenliefernden Oxidationsmechanismus (anodischer Teilschritt) und einem elektronenbindenden Reduktionsmechanismus (katodischer Teilschritt). Am Ablauf dieser Mechanismen ist der Elektrolyt beteiligt, der den Stromfluß innerhalb der Zelle durch Ionenwanderung gewährleistet. Die katodischen und anodischen Teilschritte für die diskutierten Systeme lassen sich durch die folgenden Reaktionsgleichungen vereinfacht darstellen. Tatsächlich sind die Vorgänge wesentlich komplizierter:

$$PbO_2 + 4H^+ + SO_4'' + 2e \rightleftharpoons PbSO_4 + 2H_2O \text{ (katodisch)} \quad (1a)$$

$$Pb + SO_4'' \rightleftharpoons PbSO_4 + 2e \text{ (anodisch)} \quad (1b)$$

$$PbO_2 + 2H_2SO_4 + Pb \underset{\text{Ladung}}{\overset{\text{Entladung}}{\rightleftharpoons}} 2PbSO_4 + 2H_2O \text{ (gesamt)} \quad (1c)$$

$$2NiOOH + 2H_2O + 2e \rightleftharpoons$$
$$2Ni(OH)_2 + 2OH^- \text{ (katodisch)} \quad (2a)$$
$$Cd + 2OH^- \rightleftharpoons Cd(OH)_2 + 2e \text{ (anodisch)} \quad (2b)$$

$$2NiOOH + 2H_2O + Cd \underset{\text{Ladung}}{\overset{\text{Entladung}}{\rightleftharpoons}}$$
$$2Ni(OH)_2 + Cd(OH)_2 \text{ (gesamt)} \quad (2c)$$

Neben den elektrochemischen Reaktionen beeinflussen chemische Vorgänge die Wirkungsweise der Systeme wie z. B. die Sulfatierung der PbO_2-Elektrode

$$PbSO_{4_{rev.}} \xrightarrow{H_2SO_4} PbSO_{4_{irrev.}} \quad (3)$$

Eine weitere Nebenreaktion ist die Zersetzung des Elektrolyten unter Gasbildung.

$$2H_2O \rightleftharpoons 2H^+ + 2OH^- \quad (4a)$$
$$2H^+ + 2e \rightarrow H_2 \uparrow \quad (4b)$$
$$2OH^- \rightarrow 1/2\, O_2 \uparrow + H_2O + 2e \quad (4c)$$
$$H_2O \rightarrow H_2 + 1/2\, O_2 \quad (4d)$$

Die dargestellten Reaktionen und die im Bild 1 am Beispiel der PbO_2-Elektrode wiedergegebenen Lade-Entlade-Kennlinien ermöglichen die Interpretation aller wesentlichen Probleme beim Betreiben von Sekundärzellen.

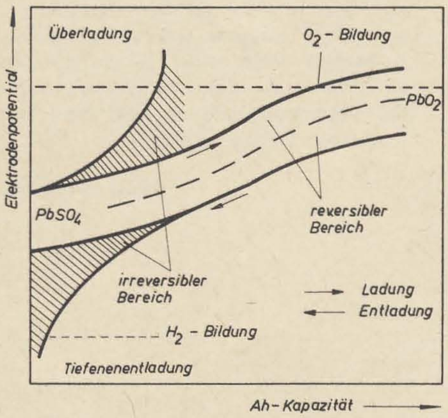


Bild 1: Potentialverlauf einer PbO_2-Elektrode

Voraussetzung für die Eignung eines chemischen Systems zur Zyklisierung ist die Reversibilität, d. h. die Umkehrbarkeit der elektrochemischen Reaktionen bei Änderung der Stromrichtung ohne wesentlichen Spannungsabfall (Polarisation). Sie wird in den Gleichungen durch Doppelpfeile gekennzeichnet. Die Bedingung der Reversibilität ist bei den hier behandelten Systemen gegeben.

Trotz der Reversibilität der Elektrodenvorgänge wird die Zyklenlebensdauer durch chemische Nebenvorgänge, die besonders bei Abweichungen vom festgelegten Zyklisierungsregime auftreten, eingeschränkt. Ein typisches Beispiel ist Reaktion (3), die bei unvollständigem Laden und beim Stehen im entladenen Zustand beim Bleiakkumulator zu einer nicht mehr umwandelbaren Form von Bleisulfatkristallen führt.

Die Reproduzierung des Ausgangszustandes beim Laden betrifft nicht nur die chemische Form, sondern auch den mechanischen Zustand. Die aktiven Elektrodenkomponenten haben im reduzierten und oxidierten Zustand sehr unterschiedliche Volumina. Sie werden deshalb in den Sekundärzellen durch Konstruktionselemente wie Metallgitter, -netze oder -sinterkörper gestützt.

Ein zentrales Problem bei Sekundärzellen ist die Gasbildung nach Gl. (4). Bild 1 zeigt, daß sie bereits vor Erreichen des vollständigen Ladezustandes auftritt. Die Gasentwicklung verkürzt die Lebensdauer durch Wasserverlust und kann zur Explosion der Zellen führen. Die Reaktionen (4b) und (4c) sind nur an Edelmetallelektroden reversibel. Zu ihrer Verhinderung bzw. Einschränkung sind deshalb besondere Vorkehrungen erforderlich. Das gelingt bei wartungsfreien Bleiakkumulatoren nur unvollständig. Deshalb ist ihre Lebensdauer gering. Die Gasentwicklung muß durch besondere Lademethoden eingeschränkt werden. Die Gase treten durch Ventile oder durch Gehäusematerialien aus Plasten aus. Bei Nickel-Kadmiumsammlern wird durch einen besonderen Mechanismus der an den positiven NiOOH-Elektroden gebildete Sauerstoff an der Cd-Elektrode wieder reduziert.

$$4OH^- \rightarrow O_2 + 2H_2O + 4e \quad (5a)$$
$$2Cd + O_2 + 2H_2O \rightarrow 2\,Cd\,(OH)_2 \quad (5b)$$

Die Wasserstoffbildung wird durch eine Überdimensionierung der negativen Elektrode verhindert. Zur zusätzlichen Sicherung ist die Dichtung des Zellengehäuses als Ventil gestaltet.

Als letztes Problem soll die Umpolung von Zellen genannt werden. Wenn bei einer Reihenschaltung von Sekundärzellen ungleichmäßige Amperestundenkapazitäten entstehen, kommt es bei der Entladung zum Umpolen der zuerst entladenen Zelle, die ebenfalls zur Gasbildung führt. Gegen dieses Umpolen werden beim Nickel-Kadmiumsammler besondere Vorkehrungen durch sogenannte „antipolare Massen" getroffen.

Die dargestellten Faktoren zeigen, daß an die Gestaltung von Sekundärzellen mit befriedigender Lebensdauer und genügender Betriebssicherheit erhebliche Anforderungen gestellt werden müssen, die zu relativ hohen Kosten für Zellen und Ladegeräte führen und die Kapazität beeinflussen, wie der Vergleich zwischen theoretischer Kapazität der elektrochemischen Systeme und praktisch erreichter Kapazität in Tafel 1 zeigt.

Wiederaufladung von Primärzellen

Eine Regenerierung von Primärzellen kann nur dann erfolgen, wenn trotz des einfacheren Aufbaus die bei den Sekundärzellen dargestellten Bedingungen erfüllt sind.

- Das elektrochemische System muß in einem ausreichend großen Entladebereich reversibel sein.
- Beim Laden muß die mechanische Stabilität der Elektroden gewährleistet sein.
- Gasbildung und Elektrolytaustritt dürfen nicht erfolgen.
- Die Zellen müssen überladebeständig und bei Tiefentladung stabil sein, oder die Zyklisierungsbedingungen müssen derartige Erscheinungen ausschließen.
- Die durch Regenerierung erreichte Erhöhung der Amperestundenkapazität muß den Aufwand für das Laden rechtfertigen.

Den Hauptanteil der Primärzellen bilden Braunstein-Zink-Zellen mit neutralem Elektrolyten (Leclanché-Zellen) mit dem Aufbau

$$(+)\ MnO_2/NH_4Cl,\ ZnCl_2/Zn\ (-)$$

Sie sollen deshalb im Vordergrund der Betrachtungen stehen.

Der Reaktionsmechanismus ist sehr kompliziert und noch nicht vollständig aufgeklärt. Der katodische Teilvorgang besteht aus einer Reihe von Folge- und Parallelreaktionen, deren Verlauf von den Entladebedingungen abhängt. Das Reaktionsschema ist im Bild 2 dargestellt.

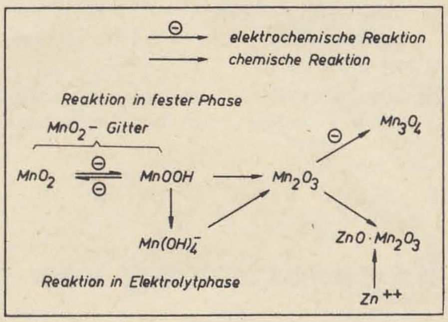


Bild 2: Reaktionsschema der MnO_2-Elektrode

Nur die erste Stufe ist reversibel und somit für eine Aufladung geeignet.

$$MnO_2 + H^+ + e^- \rightleftharpoons MnOOH \quad (6)$$

Das MnO_2-Kristallgitter bleibt in dieser Stufe erhalten, und die Entladung erfolgt durch Einlagerung von Wasserstoffionen und Elektronen. Die Breite der reversiblen Stufe ist von der Mangandioxid-Modifikation abhängig und liegt zwischen 2 % und 50 % der Amperestundenkapazität.

Der anodische Teilschritt ist ebenfalls von Folgereaktionen begleitet, die von den Entladebedingungen abhängen und nicht reversibel sind. Sie binden außerdem das Wasser des Elektrolyten und führen zu einem Austrocknen der Zelle.

$$Zn \rightleftharpoons Zn^{2+} + 2e \quad (7a)$$

$$Zn^{2+} \xrightarrow[H_2O]{NH_4Cl} \begin{cases} Zn(NH_3)_2Cl_2 \\ Zn(NH_3)_4Cl_2 \\ ZnCl_2\ 4Zn(OH)_2 \end{cases} \quad (7b)$$

Ein weiteres Problem der Zinkanode ist die ungleichmäßige Abscheidung des Zinks bei der Ladung (Dendritenbildung). Die nadelförmigen Kristalle können zu Kurzschlüssen führen. Versuche der Verhinderung durch Laden mit wechselstromüberlagertem

Tafel 1: Kapazität elektrochemischer Systeme

System	theoretische spezifische Kapazität in Wh/kg	Typ	spezifische Kapazität in Wh/kg	Zyklen
PbO_2/Pb	160	0,5-Ah-Rechteckzellen	37	25
NiOOH/Cd	192	3-Ah-Rundzelle KR3	27	500
MnO_2/Zn	182	R 20	90	—

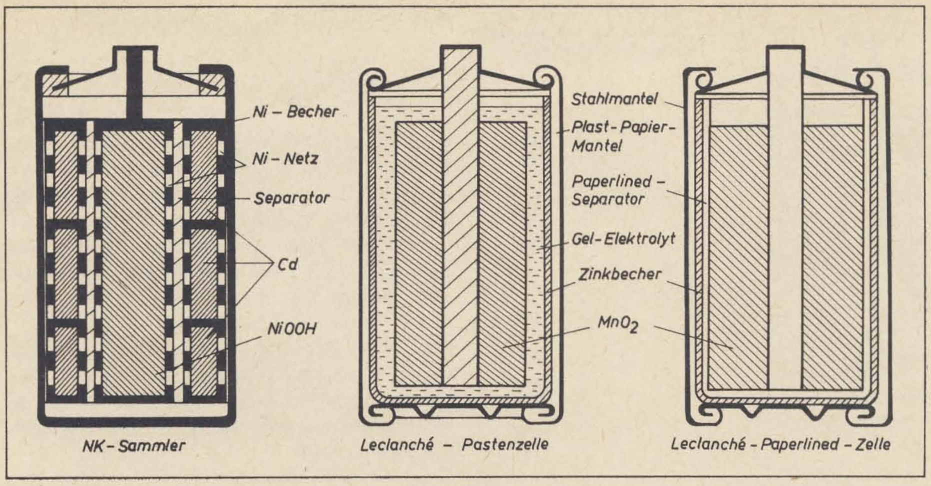


Bild 3: Prinzipieller Aufbau von Nickel-Kadmium- und Leclanche-Zellen

Gleichstrom haben zu keinen wesentlichen Verbesserungen geführt. Die Zersetzungsspannung des Elektrolyten liegt bei 1,7 bis 2 V. Bei Überschreitung dieser Spannungsgrenze beim Laden wird der Elektrolyt nach Gl. (8) unter Bildung von Wasserstoff und Chlor zerlegt.

$$2NH_4Cl \rightarrow Cl_2 \uparrow + H_2 \uparrow + 2NH_3 \quad (8)$$

Konstruktiv unterscheiden sich Leclanché-Zellen wesentlich von Sekundärzellen, wie Bild 3 zeigt. Die Katode ist nicht durch mechanische Formen stabilisiert. Sie ist besonders bei der Paperlined-Ausführung nur durch einen dünnen Separatorfilm von der Anode getrennt. Besonders nachteilig für eine Ladung ist die Doppelfunktion des Zinks als Anode und Zellenbehälter. Obwohl die Zinkelektrode überdimensioniert ist, erfolgt die Zinkauflösung ungleichmäßig, so daß bereits am Ende der Entladung Perforationen auftreten, durch die der Elektrolyt austritt.

Die äußere Abdichtung verhindert auch bei Stahlmantelzellen den Austritt des Elektrolyten nicht vollständig.

Der Elektrolyt reagiert schwach sauer und ist durch die Chlorionen besonders korrosiv. Er ist in der Zelle gelförmig gebunden. Die organischen Trägersubstanzen werden beim Laden der Zellen zerstört. Die bei der Zinkdendritenbildung entstehenden inneren Kurzschlüsse führen zu einer Verflüssigung des Elektrolyten.

Zusammenfassend lassen sich folgende Aussagen über das zu erwartende Verhalten der Zellen beim Regenerieren machen:

1. Die Ladung ist nur nach einer begrenzten Stromentnahme möglich, da nur der erste katodische Teilschritt reversibel verläuft. Sie kann nur durchgeführt werden, wenn bestimmte Braunsteinsorten eingesetzt werden (γ-Modifikation). Die Zellen lassen nicht erkennen, ob derartige Braunsteine enthalten sind.
2. Durch die Ladung der Zellen wird die Gefahr des Austritts von korrosivem Elektrolyten vergrößert. Die Erscheinung wird durch innere Kurzschlüsse, Zersetzung des Separators und Perforation des Zinkbechers verursacht.
3. Bei der Ladung ohne Spannungsbegrenzung erfolgt Gasbildung, die bei Stahlmantelzellen zur Explosion führen kann.
4. Bei regenerierten Zellen in Reihenschaltung besteht die Gefahr des Umpolens einzelner Zellen, da die Regenerierung auf Grund der zahlreichen Effekte ungleichmäßig erfolgt.
5. Die Regenerierfähigkeit wird bei längeren Pausen nach der Entladung auf Grund der irreversiblen Zeitreaktionen (7b) abnehmen.

Regenerierungsmethoden

Während nur wenige Publikationen vorliegen, die sich mit der Frage der Regenerierfähigkeit systematisch befassen und die die gemachten Aussagen bestätigen [1] [2], werden zahlreiche Vorschläge zur Ladetechnik unterbreitet.

Nach [3] wird mit Stromimpulsen regeneriert, nach [2] wird eine Konstantpotentialladung zwischen 1,7 V und 2 V aufgebracht. In [4] wird über Ladung mit asymmetrischem Wechselstrom berichtet. Das Verfahren nach [2] ließ jedoch keinen merkbaren Einfluß dieser Methode gegenüber der Gleichstromladung erkennen. Transistorradios mit kombiniertem Netzbetrieb sind sehr vereinzelt in Verbindung mit dem Netzteil mit Regenerierungseinrichtungen versehen worden. Die Batterieindustrie lehnt jedoch die Regenerierung ab. Von der internationalen Standardisierungskommission IEC wurde festgelegt: **„Primärzellen dürfen nicht geladen werden, da dies zu Explosionen führen kann"** [5].

Experimentelle Ergebnisse

Die praktische Nutzung des Regenerierungseffektes setzt kostengünstige Lademethoden voraus. Über 80 % der Primärzellen werden in Kofferradios, Radiorecordern und Kassettentonbandgeräten eingesetzt, die in zunehmendem Maße mit Netzteilen ausgerüstet werden. Der größte Vorteil einer Regenerierung ist dann zu erwarten, wenn das Aufladen in den Geräten unter Verwendung der Netzteile erfolgt. Die Regenerierungsversuche wurden deshalb in stabilisierten Netzteilen des Radiorecorders R 300 vom VEB Stern-Radio Berlin durchgeführt. Sechs Zellen waren in Reihe geschaltet. Die Ladespannung wurde auf 1,65 V/Zelle begrenzt.

Die Angabe von Lade-Entladezyklen zur Bewertung der Regenerierung führt zu Fehlinterpretationen, da die Amperestundenkapazität der Primärzellen ebenfalls in diskontinuierlichen Entladezyklen erfolgt. Der durch die Regenerierung erreichte Effekt wird deshalb als prozentualer Kapazitätszuwachs angegeben. Den Versuchen

Tafel 2: Ergebnisse der Regenerierungsuntersuchungen.
P = Pastenzelle, PL = Paperlined-Zelle

Versuchsgruppe	Regenerierungsbedingung	Zellenart	Kapazitätszuwachs
a 1	Entladung 4 h/d, 20 Ω, bis 0,9 V Zelle Ladung 20 h/d, 7 d, 30 mA	P	0 bis 30 %
2	wie 1 Entladung bis 1,1 V/Zelle	P	0 bis 70 %
b 3	Entladung 4 h/d, 2 d, 20 Ω Ladung 3 h d, 5 d, 30 mA	P	0 bis 80 %
4	wie 3 Ladung mit 130 mA	P	10 %
c 5	Entladung 4 h/d, 20 Ω Ladung 20 h/d, 30 mA	P	100 bis 280 %
6	wie 5, jede 2. Woche Pause	P	50 bis 150 %
7	Entladung 6 h/d, 2 d, 40 Ω Ladung 8 h/d, 50 mA Entladung 3 h/d, 1 d, 10 Ω Ladung 8 h/d, 50 mA	P	18 %
8	wie 7	PL	37 %
9	wie 7 12 Monate gelagerte Zellen	P	10 %

wurden Programme zugrundegelegt, die praktisch denkbaren Varianten entsprachen:

- Regenerierung erfolgt bei entladenen Zellen.
- Regenerierung erfolgt bei teilentladenen Zellen. Die Zellen werden an Wochenenden als Primärzellen verwendet und an den folgenden Wochentagen jeweils in Verbindung mit dem Betreiben der Geräte über das Netz geladen.
- Regelmäßige Regenerierung, die Zellen werden über Nacht geladen.

Die Varianten wurden modifiziert, um den Einfluß der Selbstentladung, der Lagerzeit, des Entladungsgrades und der Konstruktionsvarianten zu untersuchen. Die Messungen erfolgten an R-20-Zellen, vorwiegend am Typ R-20-A-super als Pastenzelle des VEB BAE und an R-20-Paperlined-Zellen im Stahlmantel anderer Hersteller. Die Ergebnisse sind in der Tafel 2 zusammengefaßt. Die Interpretation der in der Tafel 2 dargestellten Ergebnisse und weiterer Untersuchungen an den Zellen führt zu folgenden Schlußfolgerungen:

1. Die Zyklisierung der Leclanché-Zellen, besonders in Reihenschaltung, ist auch unter definierten Bedingungen schlecht reproduzierbar.
2. Das Regenerierungsregime hat einen entscheidenden Einfluß auf den Effekt. Der günstigste Kapazitätszuwachs wird bei einer regelmäßigen Ladung mit geringen Ladeströmen erreicht (s. Nr. 5). Bei einem den realen Bedingungen angepaßten Test beträgt der Zuwachs je nach Zellenart jedoch nur 18...37 % (s. Nr. 7 und Nr. 9). Dieser Test geht von einem gemischten Radio- und Kassetten-

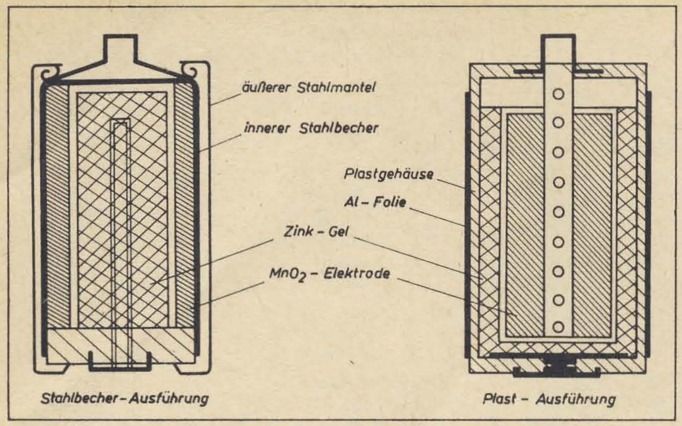


Bild 4: Prinzipieller Aufbau von alkalischen Braunstein-Zink-Zellen

betrieb aus und berücksichtigt, daß der Verbraucher die Regenerierung nicht völlig kontinuierlich durchführt.

3. Regenerierte Zellen zeigen eine hohe Selbstentladungsrate (s. Nr. 5 und Nr. 6).
4. Der Kapazitätszuwachs verringert sich bei Verwendung gelagerter Zellen um 50 % (s. Nr. 7 und Nr. 9).
5. Eine Erhöhung der Spannungsgrenze bei der Ladung auf 2 V/Zelle führt zu einer Erhöhung der Arbeitsspannung auf 1,75 V, die während der Entladung nur langsam abgebaut wird. Spannungen über 1,65 V sind jedoch nicht zulässig, da sie zu Geräteschäden führen können.
6. Bis zu 50 % der Zellen zeigten bei der Regenerierung Elektrolytaustritt und deutliche mechanische Deformationen. Der Zinkbecher bleibt bei der Regenerierung nicht stabil. Das Zink scheidet sich dendritenförmig oder blättchenförmig ab und bildet Kurzschlußbrücken. Die Verwendung von Gleichstromimpulsen oder asymmetrischem Wechselstrom konnte diese Erscheinung nicht verhindern.

Die Resultate ermöglichen eine Abschätzung des Regenerierungseffektes:

Aus den zu erwartenden Verbrauchergewohnheiten (Tests 7 und 9) unter Berücksichtigung des Verlustes bei einem durchschnittlichen Alter der Batterien von 6 Monaten ergibt sich ein maximaler Kapazitätsgewinn von etwa 20 %.

Kostenmäßig vertretbare Ladegeräte lassen sich nur in Verbindung mit Netzteilen der Geräte der Unterhaltungselektronik herstellen. Dadurch sinkt jedoch bereits der Batterieverbrauch durch den Netzbetrieb auf 2...4 Sätze bzw. 12...24 Zellen/Jahr. Die Einsparung liegt somit bei maximal 5 Mark/Jahr, während der zusätzliche Aufwand für die Ladungseinrichtung etwa 50...60 Mark erfordert. Die Regenerierung von Leclanché-Zellen ist somit nicht wirtschaftlich. Dabei wurde das erhöhte Risiko in bezug auf die Betriebssicherheit durch Elektrolytaustritt und Gasbildung noch nicht berücksichtigt.

Aufladbarkeit anderer Primärzellensysteme

Neben den dominierenden Leclanché-Zellen sind gegenwärtig nur noch drei Primärzellensysteme von praktischem Interesse:

Braunstein-Zink-Zellen mit alkalischem Elektrolyten

(+) $MnO_2/KOH, H_2O/Zn$ (—)

als Rundzellen für höheren Strombedarf und als Knopfzellen für fotooptische Geräte

Silberoxid-Zink-Zellen:

(+) $Ag_2O/KOH, H_2O/Zn$ (—)

Quecksilberoxid-Zink-Zellen

(+) $HgO/KOH\ H_2O/Zn$ (—)

als Knopfzellen für Anwendungsgebiete der Mikroelektronik, besonders Quarzuhren und Taschenrechner.

Braunstein-Zink-Zellen mit alkalischem Elektrolyten zeigen elektrochemisch grundsätzlich das analoge Verhalten wie Leclanché-Zellen. Nach [6] ist der katodische Teilvorgang ebenfalls nur teilweise reversibel.

$$MnO_2 \rightleftharpoons MnOOH \rightarrow Mn_3O_4 \rightleftharpoons Mn(OH)_2 \qquad (9)$$

Der anodische Teilvorgang verläuft über Zinkatkomplexe, deren Löslichkeit bei der Ladung die Dendritenbildung bewirkt.

$$Zn + 4OH \rightarrow [ZnO_2]'' + 2H_2O + 2e \qquad (10)$$

Konstruktiv bieten die alkalischen Braunstein-Zink-Zellen jedoch bessere Voraussetzungen für eine Zyklisierung als Leclanché-Zellen, da die Zinkelektrode keine Zellengefäßfunktion hat. Die Braunsteinelektrode bildet bei den handelsüblichen Zellen die äußere Elektrode und ist in einem Stahlbecher eingeschlossen, der die Zelle hermetisch dicht schließt, während die Anode aus einem Gel mit pulverförmigem Zink besteht (s. Bild 4). Für alkalische Braunstein-Zink-Sekundärzellen wird eine Rate von 50 Zyklen erwartet. Die Zyklisierung ist jedoch praktisch noch nicht verwirklicht. Alkalische Braunstein-Zink-Primärzellen dürfen wegen der Explosionsgefahr auf keinen Fall regeneriert werden.

Bild 4 enthält im rechten Teil eine konstruktive Variante zu alkalischen Braunstein-Zink-Zellen. Das Zellengefäß besteht aus gasdurchlässigem Plastmaterial. Bei der Ladung entstehende Gase können entweichen, ohne daß ein Ventil erforderlich ist, während eine um den Plastmantel gelegte Aluminiumfolie Wasseraustritt verhindert. Diese Ausführungsform kann durch die der Leclanché-Zellen entsprechende Katodenform und durch die Vermeidung aufwendiger Stahlgefäße ökonomisch gefertigt werden und ist zehn- bis 20fach zyklisierbar [7].

Die Silberoxid-Elektrode verhält sich reversibel. Bei der Zyklisierung werden zwei Teilschritte durchlaufen, die sich in einer Spannungsstufe in der Lade- und Entladekennlinie ausdrücken.

$$2AgO + H_2O + 2e' \rightleftharpoons Ag_2O + 2OH^- \qquad (11a)$$

$$Ag_2O + H_2O + 2e' \rightleftharpoons 2Ag + 2OH^- \qquad (11b)$$

$$2AgO + 2H_2O + 4e' \rightleftharpoons 2Ag + 4OH^- \qquad (11c)$$

Das Silberoxid-Zink-System wird sowohl als Primärzelle als auch als Sekundärzelle produziert. Obwohl bei Primärzellen nur der Teilschritt (11b) genutzt wird, besitzen sie gegenüber Sekundärzellen auf Grund des dort erforderlichen zusätzlichen konstruktiven Aufwandes die sechsfache Amperestundenkapazität.

Bei Silberoxid-Zink-Zellen haben Primärzellen den überwiegenden Marktanteil. Der geringe Strombedarf mikroelektronischer Geräte sichert eine Betriebsdauer von ein bis zwei Jahren.

Das Quecksilberoxid-Zink-System ist für eine Regenerierung nicht geeignet, da das bei der Entladung gebildete Quecksilber den Kontakt zum stromleitenden Material verliert und nicht in Quecksilberoxid zurückverwandelt werden kann [8].

$$HgO + H_2O + 2e \rightarrow Hg + 2OH^- \qquad (12)$$

Primärknopfzellen dürfen grundsätzlich nicht geladen werden, da sie keine Schutzvorrichtung gegen Gasbildung bei der Ladung enthalten und explodieren können.

Zusammenfassung

Die kommerzielle Nutzung des Regeneriereffektes bei Primärzellen ist aus wirtschaftlichen Aspekten und aus Gründen der Betriebssicherheit nicht vertretbar. Die Anwendung besonderer Ladetechniken führt zu keiner Lösung der Probleme. Die Aufladung von Primärzellen ist nur bei neuer konstruktiver Gestaltung aussichtsreicher Systeme, also praktisch bei der Umwandlung in Sekundärzellen möglich und nur dann vertretbar, wenn es gelingt, eine ökonomisch interessante Zyklenzahl ohne erhebliche Erhöhung des Kostenaufwandes und ohne wesentliche Beeinträchtigung der Energiedichte zu erreichen. Die Verknappung der Rohstoffe zwingt zu solchen Überlegungen, die jedoch nur langfristig zu lösen sind. Daher müssen Alternativen beachtet werden, die in einer Rückgewinnung der Rohstoffe aus verbrauchten Zellen bestehen können. Dieser Weg wird beim Bleiakkumulator bereits praktiziert und läßt sich bei Knopfzellen leicht realisieren. Eine wesentliche Senkung des Bedarfs an Primärzellen wird bereits durch die Ausstattung der Geräte der Unterhaltungselektronik mit Netzteilen erreicht.

Literatur

[1] Brodd, R. J.; Wilson, R. M.: Reversibility of Battery Systems. The Primary Battery, Vol. 2. New York: John Wiley u. Sons 1976

[2] Herbert, W. S.: Recharging of Primary Batteries. Electrochemical Technology 1 (1963) H. 5/6, S. 148

[3] Rönisch, W.; Giese, E.: Verfahren und Vorrichtung zum Regenerieren von Trockenelementen. DDR-Patent 7471

[4] Glöckner, G.; Petermann, E.: Regenerierung von Batterien durch asymmetrische Wechselstromladung. Funkamateur 28 (1979) H. 2, S. 73

[5] IEC-Standard „Primärbatterien". Publication 86-1 (1976)

[6] Kang, H. Y.; Liang, C. C.: Über die Wiederaufladbarkeit der MnO_2-Elektrode. Electrochimica Acta (1963) H. 13, S. 277

[7] Pinkowski, A.; Uhlig, H. W.: Alkalische Primärzelle. DDR-Patent 86 868 Kl. 21 b, 10/01

[8] Kubeš, J.: Das Aufladen nichtregenerierbarer Elemente. Slaboproudy obzor 25 (1964) H. 12, S. 710

Qualitätscharakterisierung des einkristallinen Siliziums

B. MISCHKE, H. RIEMANN,
W. SCHRÖDER und E. WOLF

Mitteilung aus dem Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau der Akademie der Wissenschaften der DDR

Steigende Anforderungen an Halbleiterbauelemente der Elektronik machen eine genauere Kenntnis des Ausgangsmaterials erforderlich. Silizium, das zur Zeit meistbenutzter Halbleiterwerkstoff ist, stellt in diesem Artikel ein Synonym für alle anderen Halbleitermaterialien wie Galliumarsenid, Germanium u. a. dar. Es werden in diesem Rahmen wichtige Untersuchungsmethoden und Ergebnisse vorgestellt.

In der modernen Bauelementetechnologie wird heute die Verwendung von einwandfreiem Ausgangsmaterial als selbstverständliche Voraussetzung betrachtet. Das setzt umfassende Untersuchungen und Charakterisierungen des Grundmaterials voraus, die hier als Teilbereich der Si-Kristalldiagnostik verstanden werden und unter zwei Aspekten zu betrachten sind:

- Beurteilung und Weiterentwicklung der Züchtungstechnologie von Si-Einkristallen zwecks Vermeidung oder Reduzierung schädlicher Strukturdefekte und Inhomogenitäten sowie Einhaltung geforderter Kenndaten bei gleichzeitiger Steigerung der Kristallabmessungen und verbesserter Ökonomie des Verfahrens (Bild 1)
- eigentliche Qualitätscharakterisierung des Grundmaterials für die weitere Verwendung bei der Herstellung der verschiedenen Bauelementeklassen. Danach richtet sich auch die Art der interessierenden Materialparameter. Die Tafel 1 gibt eine schematische Einschätzung der Empfindlichkeit einiger wichtiger Bauelementeklassen gegenüber ausgewählten Materialparametern. Die Fragezeichen in der unteren Zeile bedeuten, daß der Mechanismus und die Art der Einflußnahme z. Z. noch Gegenstand der Grundlagenforschung sind.

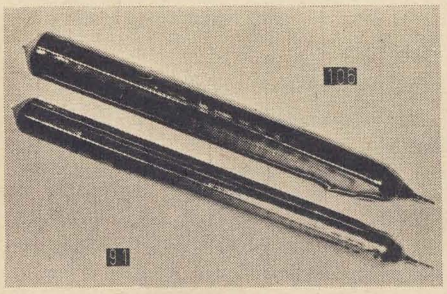


Bild 1: Nach dem Zonenschmelzverfahren hergestellte Siliziumeinkristalle

In der Tafel 2 ist ein Überblick bekannter wichtiger Diagnoseverfahren gegeben, die zur Qualitätscharakterisierung in Betracht kommen und nach vier Kriterien beurteilt werden:

- Qualitätsparameter
  Aussagefähigkeit über Züchtungsverfahren und die weitere Verwendbarkeit des Siliziums
- Aufwand
  Geringer Arbeits- und Investitionsaufwand ist in jedem Fall wünschenswert und kann über den Einsatz der Methode entscheiden
- Zerstörungsfreiheit
  Zerstörungen bzw. irreversible Veränderungen der Probe machen diese für weitere Untersuchungen bzw. für den Einsatz in der Fertigung ungeeignet
- Routineverfahren
  Sie werden besonders für Massenkontrollen in der Bauelementeproduktion verlangt und sollten schnell, einfach, zerstörungsarm bzw. -frei und automatisierbar sein.

Die Methoden werden nach ihrer Aussage in analytische, strukturelle, elektrische und komplexere Verfahren eingeteilt, die im einzelnen behandelt werden.

Analytische Methoden

Ziel ist die Angabe des Gehaltes an wichtigen Verunreinigungen. Obwohl Silizium der reinste je dargestellte Stoff ist, sind im Halbleitersilizium bisweilen Fremdstoffe in Konzentrationen vorhanden, die zumindest nach Temperaturschritten zu Ausscheidungen führen, die schädlich sind.

Der Nachweis von Sauerstoff kann durch Messung der IR-Absorption des interstitiell gelösten Sauerstoffs bei 9 μm Wellenlänge erfolgen. Die Nachweisempfindlichkeit steigt, wenn die Grundgitterabsorption bei tiefen Temperaturen reduziert und durch Referenzmessung einer hochreinen Vergleichsprobe eliminiert wird. Es können noch zwischen 10^{15} und $5 \cdot 10^{15}$ Atome/cm^3 nachgewiesen werden, jedoch differieren die Eichfaktoren, die veröffentlicht wurden, um etwa 100 % [1].

Durch paramagnetische Elektronenresonanz an künstlich aktivierten Sauerstoffzentren (Bestrahlung, Li-Eindiffusion) kann die Nachweisgrenze bis auf etwa 10^{13} Atome/cm^3 ausgedehnt werden. Das Verfahren ist jedoch aufwendig und nicht zerstörungsfrei.

Eine besondere Möglichkeit, Sauerstoff

Tafel 1: Einfluß verschiedener Kristallparameter auf Bauelemente-Klassen
(· empfindlich, 0 sehr empfindlich)

Bauelementegruppe	Materialeigenschaft bzw. Defekt $\bar{\varrho}$	$\varrho(x,y)$	τ	Swirls	Fremdstoffe (O, C)
Hochleistungs- und Hochspannungs-Bauelemente	0	0	0	0	0
Solarzellen	·	·	0	·	·
diskrete Standard-Bauelemente	·	·	·	·	·
konventionelle Mikroelektronik (MSI)	0	·	·	·	0
LSI, VLSI, Submikrometertechnik	0	0?	0?	0?	0?

Tafel 2: Übersicht bekannter Diagnoseverfahren und deren Einstufung

	Qualitätsparameter	Aufwand klein	zerstörungsfrei	Routineverfahren	macht Aussagen über
IR-Absorptionsspektroskopie	+	(+)	+	(+)	O-, C-Gehalt
EPR	+	—	—	—	O-Gehalt
radiochemische Analyse	+	—	—	—	Schwermetallgehalt
thermische Donatorbildung	+	—	—	—	O-Gehalt (interstitiell)
Ätzmethoden (naßchemisch)	+	+	—	+	Ort und Einordnung von Defekten
Röntgentopografie	+	(—)	+	—	s. o. (Spannungsfeld)
Elektronenmikroskopie (TEM)	—	—	—	—	Feinstruktur der Defekte, Analyse
Ausbreitungswiderstandsmessung	+	+	—	+	Homogenität des spezifischen Widerstandes (ϱ)
Zweischneidenverfahren	+	+	+	+	axialer ϱ-Verlauf an Kristallen
Vierspitzenverfahren	+	+	+	+	Absolutmessung von Beweglichkeit, Kompensationsgrad, Aktivierungsenergie
Hall-Effektmessungen bei tiefen Temperaturen	(—)	—	—	—	(s. o.)
Minoritätsträgerlebensdauer	+	+	+	+	Rekombinationslebensdauer (τ)
Messung des Fotostromes	(+)	—	—	—	ϱ,τ-Homogenität
C(v)-Messungen (MOS)	—	—	—	—	Speicherzeit, Generationslebensdauer
EBIC	—	—	—	—	ϱ-τ-Verteilung in x-y-Ebene
Photoscanning	+	+	+	+	ϱ-Verteilung

auch in Mikrobereichen halbquantitativ nachzuweisen, besteht darin, die durch interstitiellen Sauerstoff bedingte Donatorbildung nach einer 450-°C-Temperung mit ortsauflösenden Messungen des spezifischen Widerstandes zu bestimmen [2]. Diese Methode hat jedoch nur für relativ kohlenstoffarmes und nicht zu hoch dotiertes (bis etwa 10^{17} Atome/cm^3) CZ-Silizium Bedeutung. Die Entstehungsbedingungen der Thermodonatoren sind noch nicht vollständig geklärt.

Kohlenstoff kann im Si auch mit Infrarotspektroskopie bis zu 10^{15} Atome/cm^3 nachgewiesen werden.

Schwermetalle können empfindlich mit Hilfe der Neutronenaktivierungsanalyse bis zu 10^{10} Atome/cm^3 nachgewiesen werden, und zwar um so empfindlicher, je geringer die natürliche Häufigkeit der Elemente ist.

Wasserstoff ist ein Fremdstoff im Silizium, dessen Verhalten noch weitgehend unerforscht ist, dessen Vorhandensein aber mit einer Reihe von Kristalldefekten und elektrischen Eigenschaften korreliert. Es ist bisher nicht gelungen, den Wasserstoffgehalt von Si-Einkristallen zu bestimmen oder abzuschätzen.

Bor ist im Silizium der wichtigste Akzeptor und läßt sich in seiner Konzentration durch Schmelzvorgänge praktisch nicht beeinflussen. Der sogenannte Borpegel in Ωcm ist für hochreines Silizium ein wichtiger Materialparameter. Er wird durch Ausfloaten (Ausreinigungen) einer Probe oder durch Kompensationsgradbestimmung (Hall-Effekt) abgeschätzt [8] [12].

Strukturdiagnostische Methoden

Ziel ist die Untersuchung der Gitterbaufehler, d. h. der Abweichungen des Kristalls von der Idealstruktur. Diese werden oft nach ihrer geometrischen Dimension eingeteilt in

- Punktdefekte (nulldimensional), sind nicht direkt nachweisbar
- Versetzungen (eindimensional), spielen für das Grundmaterial keine Rolle mehr
- Stapelfehler (zweidimensional)
- Ausscheidungen (dreidimensional).

Art und Konzentration der Kristallbaufehler sind ein sehr wichtiges Qualitätsmerkmal. Die Defekte gehen während der Kristallzüchtung und bei Temperaturprozessen vielfältige Reaktionen untereinander ein. Qualitätsangaben beziehen sich daher oft auf das Auftreten von Defekten nach bestimmten Temperbehandlungen.

Ätzmethoden

Chemische bzw. elektrochemische Ätzmethoden sind die einfachsten und ältesten Nachweisverfahren für Kristallfehler. Sie reagieren äußerst empfindlich auf die von den Defekten herrührenden Spannungsfelder. Die Defekte werden nicht direkt abgebildet, bestimmte Strukturfehler geben aber charakteristische Ätzbilder, deren Zuordnung jedoch im Zweifelsfall mit anderen Methoden verifiziert werden muß. In vielen Fällen gestattet die Morphologie der Ätzbilder bereits die Diagnose der Art, Dichte und Verteilung der Strukturdefekte.

Ätzverfahren sind nicht zerstörungsfrei, es kann nur der oberflächennahe Bereich untersucht werden. Die laterale Auflösung beträgt einige Mikrometer. Es wurden und werden für spezielle Defekte besondere Ätzmischungen entwickelt, die manchmal Marksteine der Kristalldiagnostik darstellen, wie CP4 oder die durch CrO_3-Zusätze charakterisierte Sirtl-Adler-Ätzung [3]. Auch heute ist die Entwicklung neuer Ätzverfahren interessant, wie z. B. sogenannte Hügelätzungen, die den interessierenden Defekt für weitere Untersuchungen bewahren [4].

Die Vorteile der meisten Ätztechniken sind:

- breites Materialspektrum
- hohe Zuverlässigkeit, Haltbarkeit der Substanzen, geringe Temperaturabhängigkeit
- einfache Probenpräparation (chemische Politur)
- klare, gut beobachtbare Oberfläche
- kurze Untersuchungszeit (20 min bis 1 Tag), s. Bild 2.

Weitere wichtige Verfahren sind das elektrochemische Ätzen, das insbesondere Schwankungen des spezifischen Widerstandes (striations) und damit oft den Verlauf der Kristallisationsphasengrenze sichtbar macht sowie unspezifische Ätzungen (z. B. HF-HNO_3), die bei der Probenpräparation z. B. für TEM-Untersuchungen oder als sogenannte chemische Politur angewandt werden.

Bild 2: Durch Strukturätzung nach [3] sichtbar gemachte Swirl-Defekte eines versetzungsfreien Si-Einkristalls

Röntgentopografische Methoden

Neben der Infrarot-Durchstrahlmikroskopie und der Durchstrahlungselektronenmikroskopie (TEM, HEM) gestatten röntgentopografische Methoden die direkte Abbildung von Defekten bzw. deren elastischen Spannungsfeldern im gesamten Probenvolumen. Die Röntgenmethoden sind zerstörungsfrei und mit relativ geringem Aufwand realisierbar, wenn nicht extreme Anforderungen an Empfindlichkeit und Auflösungsvermögen gestellt werden.

Eine nicht zerstörungsfreie Methode ist die Dekoration von Gitterdefekten mit Schwermetallen (Cu, Au) oder Alkalimetallen (Li), die thermisch eindiffundiert werden und an Defekten Ausscheidungen bilden, die dann topografische Kontraste ergeben. Dabei wird zwar der Defekt verändert, aber seine Koordinaten, eventuell die Orientierung und andere Charakteristika geben oft wertvolle Informationen, die sonst nicht oder nur mit extremem Aufwand zu gewinnen wären. Dekorierte Proben können parallel auch mit IR-Mikroskopie schnell und mit hoher Auflösung untersucht werden.

Für Silizium wird in den meisten Fällen die Lang-Topografie angewandt (s. Bilder 3 und 4) [5]. Im Idealfall sind Auflösungen von einigen Mikrometern erzielt worden, praktisch liegt man aber meist bei mehr als 10 μm. Auflösung und Empfindlichkeit reichen daher für die heute im Grundmaterial noch vorkommenden Defekte mit wenigen Ausnahmen, z. B. anomaler Defekte, nicht aus. Letztere werden in Beziehung mit dem Wasserstoff gebracht und erreichen Abmessungen von 20...1 200 μm. Es erscheint also wenig sinnvoll, bei Routinegeräten die Auflösung zu steigern (Bild 5). Dies müßte mit längeren Aufnahmezeiten erkauft werden, ohne daß sich der Informationsgehalt wesentlich erhöht.

Allgemein ist die Steigerung der Leistung der Röntgengeneratoren mit dem damit verbundenen Zeitgewinn von größerer Wichtigkeit. Das führt dann zu der im Bauelementeprozeß angewandten sogenannten Life-Topografie, die mit Röntgenquellen von 30...90 kW und elektronischen Bildwandlern anstelle von Filmmaterial arbeitet und mit wenigen Minuten Untersuchungszeit auskommt. Dabei werden jedoch nur Auflösungen um etwa 25 μm erzielt.

Andere Methoden, wie die Schnitt- oder die Mehrkristalltopografie, vermeiden verschiedene Nachteile des Lang-Verfahrens wie die Übereinanderprojektion der Defekte bzw. die relativ geringe Empfindlichkeit gegen schwache Gitterverspannungen. Sie sind aber wegen des hohen Zeitaufwandes und der schwierigen Justage nur für spezielle Untersuchungen geeignet.

Eine Ausnahme bildet die sog. ACT-Technik (asymmetric crystal topography) nach Boettinger u. a. [6], eine Doppelkristallmethode, die in kurzer Zeit Topografien mit Lang-Qualität liefert und intensitätsmäßig auch als Life-Topografie angewandt werden kann.

Infrarot-Durchstrahlungsmikroskopie

Zur IR-Mikroskopie ist jedes Lichtmikroskop geeignet, wenn IR-empfindliches Filmmaterial oder eine geeignete Fernsehkamera verwendet werden. Sie ist eine einfache, schnelle und hochauflösende (1...2 μm) Untersuchungsmethode, die allerdings immer eine Dekoration der Defekte erfordert. Wachsende Bedeutung erlangt sie auch im Bauelementeprozeß (Bild 6).

Transmissionselektronenmikroskopie (TEM)

Mit TEM lassen sich höchste Auflösungen (1 μm) bei der direkten Defektabbildung erreichen. Sie hat wesentliche Ergebnisse bei der Grundlagenforschung erbracht. Für die eigentliche Qualitätscharakterisierung des Grundmaterials hat die TEM-Methode wegen der schwierigen Präparation und

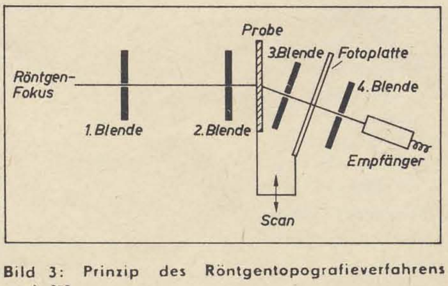


Bild 3: Prinzip des Röntgentopografieverfahrens nach [5]

Bild 4: Röntgentopografie einer in Kristallängsrichtung geschnittenen Siliziumprobe nach [5]

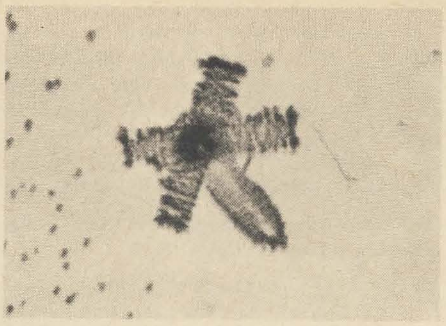


Bild 5: Lang-Röntgentopografie eines mit Kupfer dekorierten anomalen Defekts

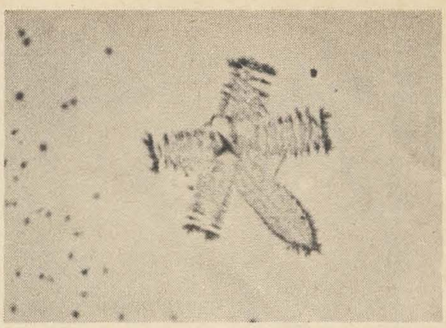


Bild 6: Infrarotmikroskopisches Bild des im Bild 5 gezeigten anomalen Defekts

der geringen Größe der Proben sowie des auch sonst hohen Arbeits- und Investitionsaufwandes wenig Bedeutung.

Messung elektrischer Parameter

Die elektrischen Eigenschaften von Halbleitergrundmaterial sind entsprechend dem Verwendungszweck von zentraler Bedeutung. Neben der Messung von Mittelwerten erlangte insbesondere durch den Übergang zu immer kleineren Strukturen in der Mikroelektronik und immer größeren Feldstärken und Stromdichten in der Leistungselektronik die Bestimmung elektrischer Parameter in Mikrobereichen zur Homogenitätsprüfung besondere Wichtigkeit. Die wichtigsten zu messenden Größen sind: Leitungstyp, spezifischer Widerstand (ϱ), Lebensdauer der Minoritätsträger (τ) und Kompensationsgrad.

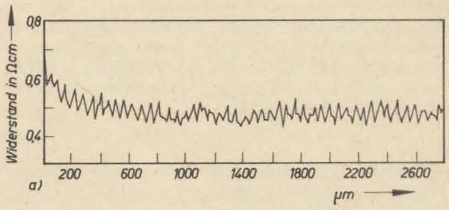
Der Leitungstyp ist eine nur bei Halbleitern vorkommende Eigenschaft. Bei Silizium kann er auf einfache Weise mit dem Thermosonden- oder dem Diodenverfahren an Kristallen und Scheiben bestimmt werden. Die Polung der Hall-Spannung ergibt ebenfalls das Vorzeichen der Trägerladung. Der spezifische Widerstand (ϱ) ist oft der entscheidende Qualitätsparameter. Sein Mittelwert ist nach [7] aus der Messung der Strom-Spannungverhältnisse an vier Randkontakten einer Si-Scheibe bestimmbar. Eine gewisse Ortsauflösung von etwa 1...5 mm gestattet an zylinderischen Kristallstäben das Zweischneidenverfahren, das Kontakte an den Stirnflächen erfordert und den axialen ϱ-Verlauf bestimmt sowie das bekannte Viersondenverfahren zur Messung an Scheibenoberflächen. Die Problematik dieser Methode besteht in der mechanischen Präzision der Spitzenanordnung (linear oder quadratisch) und in der mathematischen Berechnung von Korrekturfaktoren, wenn in der Nähe des Probenrandes gemessen wird. Die Viersondenmethode ergibt mit geeignetem Spitzenmaterial (WC oder Osmium) die genauesten Absolutwerte des spezifischen Widerstandes (1...5 %) im Bereich von 10^{-4} bis 10^5 Ωcm [8].

Eine viel höhere laterale Auflösung von etwa 5 µm erreicht man mit Ausbreitungswiderstandsmessungen (SR-Technik) [8] [9]. Es wird der Widerstand zwischen einer Sonde und dem Basismaterial bzw. zwischen zwei benachbarten Sonden gemessen. Dieser ist bei Einhaltung einer geringen Spannungsbelastung des Kontaktes Sonde – Probe theoretisch proportional zu ϱ, wenn gleiche Kontaktverhältnisse vorausgesetzt sind. Daraus ergibt sich ein Kalibrierproblem, das empfindlich von der Probenoberfläche und der Sondengeometrie beeinflußt wird.

Man kann SR-Messungen mit konstantem Strom oder konstanter Spannung und mit Gleich- oder Wechselstrom ausführen. Wichtig ist die Automatisierung des Meßablaufs und die Weiterverarbeitung der Datenfülle mit einem Computer, der auch eine der Problematik angepaßte Datenreduktion durchführt, z. B. Normierung, Korrekturen, Transformationen (Fouriertransformationen), Berechnung statistischer Größen aus der Meßwertverteilung, um zu vergleichbaren Güteparametern zu gelangen. Die Bilder 7 bis 9 geben hierfür einige Beispiele.

Die Minoritätsträgerlebensdauer wird als Rekombinationslebensdauer gemessen, indem ein Überschuß an Trägerpaaren gegenüber dem Gleichgewicht von außen angeregt und der zeitliche Abbau dieser Störung gemessen wird. Die Anregung kann elektrisch oder durch Bestrahlung verschiedenster Art (meistens Licht), die Messung des Abklingens durch Leitfähigkeitsnachweis erfolgen. Daraus ergibt sich eine Fülle verschiedener Meßmethoden, von denen das Fotoabklingverfahren (PCD), das Doppelimpulsverfahren nach [10] und das fotoelektrische Phasenkompensationsverfahren (PC) [8] die meiste Verbreitung gefunden haben. Lebensdauermessungen haben den gemeinsamen Nachteil, daß strenggenommen nur dann von einer Lebensdauer gesprochen werden kann, wenn ein einziger Rekombinationsmechanismus, z. B. ein diskretes tiefes Rekombinationsniveau, vorliegt. Da das in der Praxis nie der Fall ist, wird stets eine von den Meßparametern bedingte Effektivlebensdauer gemessen. Der mögliche Meßbereich von τ hängt zusätzlich noch vom spezifischen Widerstand der Probe ab, und bei Silizium spielt die Oberflächenrekombination oft eine entscheidende Rolle.

Einige Verfahren sind entwickelt worden, um Lebensdauermessungen mit hoher Ortsauflösung durchzuführen. Zur Qualitätscharakterisierung von Grundmaterial dürfte ein Fotostromverfahren Bedeutung erlangen. Hierbei wird ein kleinflächiger Schottky-Kontakt (z. B. Hg-Kontakt) von der Proben-



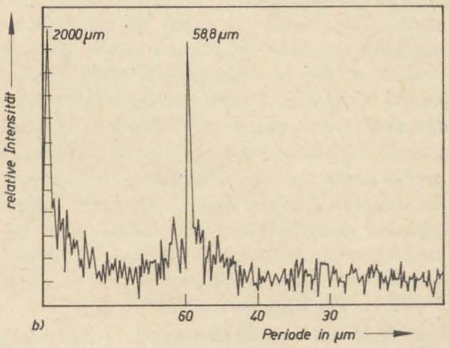


Bild 7: a) Axialer Verlauf des spezifischen Widerstands an einem Si-Einkristall, der nach dem Czochralski-Verfahren gezüchtet wurde; b) Fourier-Transformation der Kurve nach Bild 7a (Betragsspektrum). Einer Periodizität von 58,8 µm entspricht die Striationwellenlänge, dem Peak bei 2000 µm wurde eine Regelschwingung der Temperaturstabilisierung zugeordnet [9]

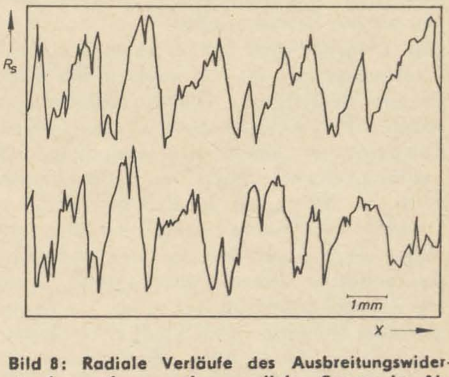
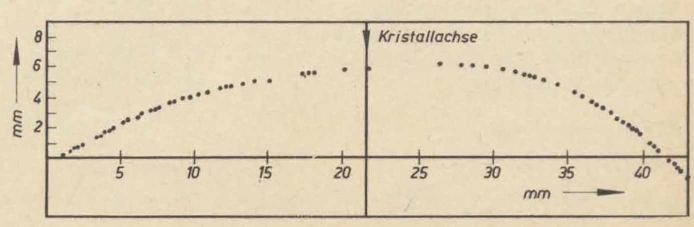


Bild 8: Radiale Verläufe des Ausbreitungswiderstandes entlang zweier paralleler Spuren im Abstand von 200 µm auf einem axialen Schnitt (211) eines in (111)-Richtung gewachsenen ZF-Si-Kristalls. Die Phasenverschiebung der Perioden rührt vom Anstieg der Wachstumsphasengrenze her (Ausschnitt)

Bild 9: Aus den Ausbreitungswiderstandsmessungen punktweise berechneter Verlauf der Wachstumsphasengrenze des im Bild 8 untersuchten Kristalls



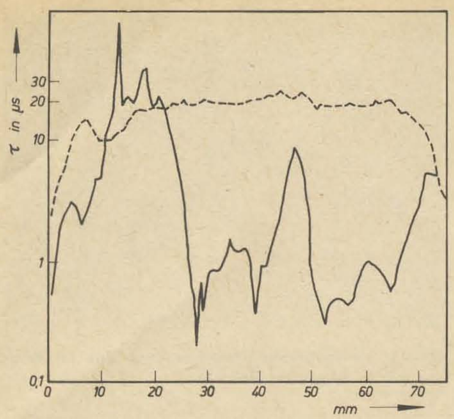


Bild 10: Verlauf der Trägerlebensdauer τ entlang des Durchmessers zweier Scheiben aus Si von unterschiedlichen Herstellern nach einer Temperbehandlung bei 500 °C. Vor der Behandlung hatten beide Scheiben homogene und nahezu übereinstimmende τ-Verläufe [11]

rückseite mit langwelligem Licht ausreichender Eindringtiefe, aber mit einer Fotoenergie oberhalb des Bandabstandes bestrahlt. Das Licht wird mit variablen Frequenzen zwischen 50 Hz und etwa 200 kHz moduliert, der am Schottky-Kontakt entstehende Fotostrom wird phasenselektiv gemessen. Bei geeigneter Modulationsfrequenz ist dann die Phasenverschiebung proportional zu τ. Derartige Meßgeräte werden seit einiger Zeit kommerziell gefertigt und gestatten laterale Auflösungen bis zu 200 µm entlang einer Meßspur bei Meßbereichen für τ zwischen 200 ns und 2 000 µs. Ein Beispiel zeigt Bild 10 [11].

Zur Qualitätscharakterisierung wird auch die Generationslebensdauer der Minoritätsträger aus C-(V)-Messungen an dafür hergestellten MOS-Kapazitäten bestimmt. Damit können sog. Mikrorisse, die aus der mechanischen Bearbeitung der Scheiben resultieren, lokalisiert und weiter untersucht werden. Der Durchmesser der MOS-Kondensatoren liegt bei etwa 2 mm. Aus diesen Messungen können bekanntlich auch andere Parameter gewonnen werden, die aber mehr den MOS-Prozeß charakterisieren als das Grundmaterial.

Der Vollständigkeit halber seien die Hall-Effektmessungen [8] [12] erwähnt, die mehr in den Bereich der Grundlagenforschung fallen. Hall-Effektmessungen bei tiefen Temperaturen liefern in Verbindung mit Leitfähigkeitsmessungen ein detailliertes Bild der Störstellen in der betreffenden, speziell präparierten und kontaktierten Probe. Es können Donator- und Akzeptorkonzentration (Kompensationsgrad) sowie die Zusammensetzung der wirkenden Streuprozesse (Beweglichkeit) nach einer oft umfangreichen Auswertung, die meistens mit einem Rechner erfolgt, bestimmt werden.

Zur Qualitätskontrolle werden Messungen nach van der Pauw bei Zimmertemperatur genutzt. Die Probe muß dabei von Scheibenform, aber mit beliebiger (einfach zusammenhängender) Randform sein. Genaue Absolutwertbestimmungen der Ladungsträgerkonzentration und der Trägerbeweglichkeit sind so schnell und zerstörungsfrei zu erhalten.

Komplexe Verfahren

EBIC-Verfahren

Beim EBIC-Verfahren (EBIC = electron beam induced current) wird durch den Elektronenstrahl eines Rasterelektronenmikroskops in einer geeigneten Struktur ein Sperrstrom angeregt (pn- oder Schottky-Übergang), dessen Größe zur Bilderzeugung dient. Damit ist es möglich, Variationen elektrischer Parameter des Materials mit hoher Ortsauflösung darzustellen.

Der Kontrast des sogenannten EBIC-Bildes resultiert aus zwei Effekten:

- Die Tiefe der Verarmungsschicht Z_D ist etwa proportional zum spezifischen Widerstand. Daraus folgen unterschiedliche Diffusionswege der in der „Anregungsbirne" des Elektronenstrahls gebildeten Ladungsträgerpaare zur Sperrschicht. Da die Ladungsträger dabei entsprechend ihrer Lebensdauer unterschiedlich lange Zeit zur Rekombination haben, resultiert daraus ein Kontrast, der der Ladungsträgerkonzentration entspricht. Es wurden damit z. B. Striations im schwach dotierten Material untersucht (Bild 11) [13].
- Lokale Änderungen der Rekombinationsrate, z. B. in der Nähe von Materialfehlern wie Swirls, Stapelfehler, Ausscheidungen, führen bei gleichlangen Diffusionswegen der Ladungsträger zu unterschiedlichen induzierten Sperrströmen und damit zu einem EBIC-Kontrast.

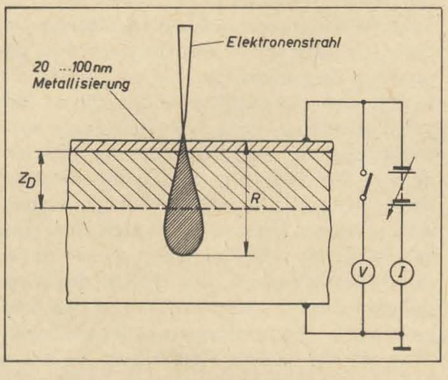


Bild 11: Schema des EBIC-Verfahrens mit einem Metall-Halbleiterübergang, der in Sperrichtung vorgespannt ist (Z_D = Tiefe der Verarmungsschicht, R = Eindringtiefe der „Anregungsbirne")

Die Trennung der beiden Effekte ist oft nicht leicht bzw. auch unmöglich. Variationen der Sperrspannung an der Probe und der Elektronenenergie können Anhaltspunkte liefern. Die Auflösung des Bildes entspricht dem Durchmesser des Anregungsgebietes plus der Diffusionslänge der Minoritätsträger.

Die EBIC-Methode liefert schnell Übersichtsbilder mit recht hoher Auflösung und großer Anschaulichkeit, ist jedoch nur bedingt zerstörungsfrei.

EBIC-Untersuchungen, deren Ergebnisse in letzter Zeit publiziert wurden, ergaben, daß z. B. durch einen hohen H_2-Anteil im Silizium eine Reduktion des Rekombinationskontrastes am Kristalldefekt erfolgt.

Die Technik wird auch bei der Untersuchung von billigem Solarzellenmaterial – z. B. Band-Silizium – angewandt, wobei direkt die Test-Solarzellen als Untersuchungsobjekt dienen. Auch Bauelementestrukturen können hiermit untersucht werden.

Photoscanning-Verfahren [14]

Dieses Verfahren hat Ähnlichkeit mit dem vorhergenannten. Man läßt einen möglichst eng fokussierten Lichtstrahl auf die Oberfläche einer Si-Scheibe treffen. An Randkontakten können zwei Effekte beobachtet werden:

- Jede Variation des spezifischen Widerstandes hat ein Raumladungsfeld zur Folge, das die lichtangeregten Ladungsträger trennt und ein elektrisches Dipolfeld erzeugt, dessen Potentialdifferenz an den Randkontakten gemessen werden kann. Die Spannung ist, abgesehen von Geometriefaktoren, dem Gradienten $\partial\varrho/\partial x$ proportional (Fotospannungsbetrieb).
- Läßt man einen Strom über die Randkontakte fließen, so wird der Bahnwiderstand durch die Belichtung verändert, und zwar um so mehr, je höher an der betreffenden Stelle der spezifische Widerstand ist.

Die Signalspannungen liegen im Mikrovoltbereich, es wird mit moduliertem Licht und phasenempfindlicher Gleichrichtung gearbeitet.

Das Verfahren ist bei schonender Kontaktierung zerstörungsfrei und für Routinebetrieb geeignet. Es liefert jedoch nur Übersichten der Probenhomogenität entweder entlang einer Spur oder gerastert über eine Fläche. Die Empfindlichkeit ist sehr hoch (es werden bis 1 ‰ für $\Delta\varrho$ angegeben). Es sind auch Messungen durch Oxidschichten hindurch möglich. Bei Routinemessungen beschränkt man sich meist auf die Darstellung einer einzelnen Meßspur.

Teststrukturen

Zuletzt sei noch eine Möglichkeit der Qualitätscharakterisierung des Grundmaterials erwähnt, die naheliegend erscheint, aber vielleicht öfter in Betracht gezogen werden sollte, nämlich die Analyse der Ergebnisse von Bauelementeprozessen hinsichtlich des Grundmaterialeinflusses. Hierbei sollten möglichst einfache Bauelemente auf einer Scheibe hergestellt und vermessen werden. Noch günstiger erscheinen spezielle Teststrukturen, die nur der Messung eines bestimmten Parameters dienen. Beispiele aus der Literatur sind die schon erwähnten MOS-Kondensatoren [15] oder Corbino-Scheibenstrukturen (Magnetowiderstand). Mit solchen Tests ist eine direkte Eignungsprüfung des Grundmaterials möglich, wenn die notwendigen Prozeßschritte sauber und reproduzierbar durchgeführt werden.

Literatur

[1] Graff, K.: Determination of parts per billion in silicon by calibration of IR-absorption at 77 K (Bestimmung von ppb Sauerstoff in Silizium durch Eichung der IR-Absorption bei 77 K). Solid State Electronics 16 (1973) H. 6, S. 887

[2] Gaworzewski, P.; Riemann, H.: Beeinflussung des spezifischen Widerstandes von sauerstoffreichen Siliziumeinkristallen durch Temperprozesse. Kristall und Technik 12 (1977) H. 2, S. 189–196

[3] Sirtl, E.; Adler, M.: Chromsäure-Flußsäure als spezifisches System zur Ätzgrubenentwicklung auf Silizium. Zeitschrift für Metallkunde 52 (1961) H. 8, S. 529–531

[4] Bernewitz, L. J.; Kolbesen, B. O.: TEM-Observation of Dislocation Loops Correlated with Individual Swirl Defects in As-grown Silicon (TEM-Beobachtung von Versetzungsschleifen, die mit einzelnen Swirl-Defekten in As-grown-Silizium korrelieren). Applied Physics Letters 25 (1974) H. 5, S. 277–279

Akustoelektronische Bauelemente

WERNER BUFF

Mitteilung aus der Sektion Physik und Technik elektronischer Bauelemente der Technischen Hochschule Ilmenau

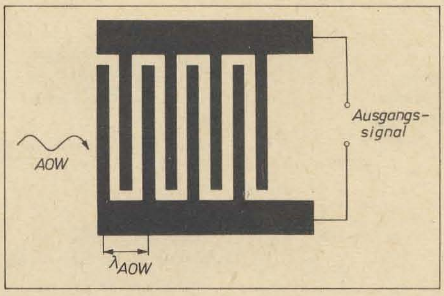
Nachdem sich unser Beitrag „Neuerungen der Akustoelektronik" im Heft 7 (1979), S. 464, mit den Anwendungsmöglichkeiten der Akustoelektronik beschäftigte, werden im folgenden speziell die akustoelektronischen Bauelemente und ihre Werkstoffe behandelt.

Bereits seit dem vorigen Jahrhundert beschäftigen sich Physiker mit der Ausbreitung von akustischen Wellen in Festkörpern und an der Phasengrenze zwischen zwei Medien. Jedoch erst die technologischen Verfahren und Untersuchungsmethoden der Mikroelektronik führten in der jüngsten Vergangenheit zur Entwicklung anwendungsbereiter Bauelemente für die Signalverarbeitung. Von besonderer Bedeutung sind dabei Wellen, die sich an einer Festkörperoberfläche ausbreiten und die erstmals 1885 von Lord Rayleigh näher untersucht wurden [1]. Sie lassen sich einerseits leicht erzeugen und sind andererseits praktisch an jeder Stelle zugänglich. Sie können also mehrfach und in unterschiedlicher Phasenlage angezapft werden. Die folgenden Ausführungen beziehen sich daher in der Hauptsache auf akustische Oberflächenwellen (AOW). Von der eigentlichen Akustoelektronik wird seit Beginn der 60er Jahre gesprochen, als das erste Mal eine Verstärkung des Ultraschalls in CdS-Kristallen beobachtet wurde [2]. Seitdem hat sich das Gebiet stürmisch entwickelt.

Arbeitsprinzip

Akustische Oberflächenwellen lassen sich mit Hilfe von Interdigitalwandlern [3] relativ leicht an der Oberfläche piezoelektrischer Kristalle erzeugen. Unser Bild zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Wandlers.

Zwischen den Fingern des Interdigitalwandlers bildet sich beim Anlegen einer Spannung ein elektrisches Feld aus, das infolge des reziproken piezoelektrischen Effektes eine mechanische Verspannung in dem piezoelektrischen Kristall hervorruft. Wird eine Wechselspannung geeigneter Frequenz an den Wandler angelegt, können sich von dem Wandler ausgehend akustische Oberflächenwellen ausbreiten. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist dabei



Schematische Darstellung eines Interdigitalwandlers (Draufsicht)

etwa um den Faktor 10^5 geringer als die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle. Nach einer bestimmten Laufzeit kann aus der AOW mit Hilfe eines Interdigitalwandlers infolge des direkten piezoelektrischen Effektes wieder eine elektrische Wechselspannung erzeugt werden. Auf dem Weg zwischen Eingangswandler und Ausgangswandler können die AOW unter Umständen noch mit elektrischen Ladungsträgern in Wechselwirkung treten. Dadurch sind akustoelektronisch auf einfachem Wege Signaloperationen möglich, die rein elektronisch nur mit großem Aufwand verwirklicht werden können. Als Beispiele seien genannt: Zeitverzögerung von Signalen, Kodierung und Dekodierung von Signalen im Zusammenhang mit der PCM-Technik, Signalkompression und -dehnung, Selektion von Signalen mit Hilfe besonders angepaßter Filtercharakteristika.

Diese günstigen Möglichkeiten zur Schaffung neuer Bauelemente haben in vielen Ländern zu einer intensiven Bearbeitung dieser Problematik geführt. Tafel 1 gibt einen Überblick über bereits hauptsächlich als Labormuster hergestellte Bauelemente. Einige dieser Bauelemente sind in verschiedenen Ländern schon in die Serienproduktion überführt worden, z. B. ZF-Filter für FM-Rundfunkempfänger [s. a. rfe 5 (1980), S. 275] und für Fernsehempfänger sowie Filter für Fernsehspiele. Andere sind Spezialausführungen und ausschließlich für den Einsatz im militärischen Bereich sowie in der Raumfahrt entwickelt worden.

Gegenwärtige Aktivitäten auf dem Gebiet der Akustoelektronik

Theoretische Arbeiten

Die gegenwärtigen theoretischen Arbeiten konzentrieren sich hauptsächlich auf das immer bessere, verfeinerte Verständnis der physikalischen Zusammenhänge bei der Entstehung und der Ausbreitung von akustischen Wellen. Die einzelnen Wellentypen, ihre Anwendungsmöglichkeiten Existenzbedingungen und Besonderheiten werden intensiv untersucht [4] [5]. Die Bemühungen gelten dabei der Verbesserung der Bauelemente (z. B. der Unterdrückung von Volumenwellen bei Oberflächenwellenbauelementen).

Immer häufiger werden nichtlineare Effekte untersucht. Dieses sehr umfangreiche und aufwendige Gebiet hat vor allen Dingen Bedeutung für solche Bauelemente, die die Wechselwirkung zwischen dem die AOW im Piezoelektrikum begleitenden elektrischen Feld und den elektrischen Ladungsträgern ausnutzen. Dabei können mathematische Operationen ausgeführt werden (Faltung), das Signal kann verstärkt oder auch gespeichert werden [6].

Andere Arbeiten befassen sich mit Verbesserungen der Vorstellungen über die Wirkungsweise des Interdigitalwandlers insbesondere in Schichtsystemen [7] [8]. Daß immer häufiger Silizium in die Untersuchungen mit einbezogen wird, weist auf die angestrebte Verbindung zur Mikroelektronik hin.

In eine andere Richtung geht der Versuch, die günstigen Eigenschaften der Volumen-

[5] Lang, A. R.: Studies of Individual Dislocations by X-Ray Diffraction Microradiography (Untersuchungen von einzelnen Versetzungen mit Hilfe der Röntgenbeugungs-Mikroradiografie). Journal of applied Physics 30 (1959) H. 11, S. 1748–1755
[6] Boettinger, W. J.; Burdette, H. E.: Asymmetric Crystal Topographic Camera (Kamera für asymmetrische Kristalltopografie). Review of Scientific Instruments 47 (1976) H. 6, S. 906 bis 911
[7] van der Pauw, L. J.: A method of measuring specific resistivity and hall-effect of discs of arbitrary shape (Eine Methode zur Messung des spezifischen Widerstandes und des Hall-Effekts an Scheiben von beliebiger Form). Philips Research Reports 13 (1958) H. 1, S. 1 bis 9
[8] Pfüller, S.: Halbleitermeßtechnik. 1. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1976
[9] Spreading Resistance Symposium, Proceedings of a Symposium Held at NBS Gaithersburg. June 13–14, 1974 (NBS Special Publication No. 400-10)
[10] Spitzer, W. G.: Measurement of the lifetime of minority carriers in Ge (Messung der Minoritätsträgerlebensdauer in Germanium). Journal of Applied Physics 26 (1955) H. 4, S. 414–417
[11] Bernt, H.; Schwab, G.: Messung der Minoritätsträgerlebensdauer in Siliziumkristallen zur Bestimmung der Materialgüte. Forschungsbericht T 76-67, Institut für Festkörpertechnologie München
[12] Blakmore, J. S.: Semiconductor Statistics (Halbleiterstatistik). Oxfort: Pergamon Press 1962
[13] Chi, J. Y.; Gatos, H. C.: Determination of dopant-concentration, diffusion length and lifetime variation in Silicon by scanning electron microscopy (Bestimmung der Dotierungskonzentration, Diffusionslänge und Lebensdauervariation in Silizium mit Hilfe der SEM). Journal of Applied Physics 50 (1979) H. 5, S. 3433–3440
[14] Blackburn, D. L.; Schafft, H. A.; Schwarzendruber, L. J.: Nondestructive Photovoltaic Technique for the Measurements of Resistivity Gradients in Circular Semiconductor Wafers (Zerstörungsfreie Fotospannungstechnik zur Messung von Widerstandsgradienten in kreisförmigen Halbleiterscheiben). Journal of the Electrochemical Society 119 (1972) H. 12, S. 1773–1776
[15] Moradi, C.; Spadini, G.: Experimental comparisation of lifetime measurements techniques for MOS capacitors (Experimenteller Vergleich von Lebensdauermeßmethoden an MOS-Kondensatoren). Solid States and Electronic Devices 2 (1978) H. 3, S. 69–74
[16] Grosvalet, J. T. u. a.: Experimental study of semiconductor surface conductivity (Experimentelle Untersuchungen der Halbleiteroberflächenleitfähigkeit). Surface Science 5 (1966) H. 1, S. 49–80

Tafel 1: Akustoelektronische Bauelemente

Filter	Verzögerungsleitungen	Generatoren	Speicher
Bandpaßfilter	nicht dispersive Verzögerungsleitung	Modulationsgenerator (Chirp Wave-form)	Analogspeicher
Kabelfernsehfilter	Verzögerungsleitung mit Rückkopplung	Verzögerungsleitungsgenerator	Digitalspeicher
Resonatorfilter	angezapfte Verzögerungsleitung	Frequenzsynthesizer	Speicherkorrelator
Filterbank	variable Verzögerungsleitung	Resonatoroszillator	
fest eingestellte Optimalfilter			
Eingangsfilter (Radar)			
programmierbare Optimalfilter			
Fernseheingangsfilter			
Fer. seh-ZF-Filter			
Bauelemente zur Bildaufnahme und -speicherung	**Bauelemente unter Ausnutzung nichtlinearer Effekte**	**Sonstiges**	**Verbindung zwischen Mikroelektronik und Akustoelektronik**
Mikroabtaster	Verstärker	A-D-Wandler	FET als Nachweis für AOW
Bauelemente zur optischen Bildaufnahme	Convolver	Abscheidungsmonitor	CCD mit AOW
Bauelemente zur Aufnahme von Ultraschallbildern	Fourier-Transformator	Frequenzdiskriminator	programmierbares angepaßtes Filter
	integrierender Korrelator	Mischer-Bauelemente	
	Hadamard-Transformator	Multiplexer	
		Bauelemente zur Ablenkung optischer Strahlen	
		Phasenschieber	
		Drucksensor	
		Impulskompressor	
		mechanischer Spannungsmesser	
		Temperaturfühler	
		Wellenleiter	

wellen (z. B. Temperaturstabilität) mit den Vorteilen der Oberflächenwellen zu vereinen [9].

Werkstoffe

Der Werkstoff, an dem bisher die meisten Untersuchungen durchgeführt worden sind und der auch in großem Umfang für die Bauelementeherstellung benutzt wird, ist Lithiumniobat ($LiNbO_3$). Einkristalle aus diesem Material lassen sich gut bearbeiten und haben einen hohen elektromechanischen Koppelfaktor (meist wird k^2 dafür angegeben). Sie sind daher gut zur Anregung von AOW geeignet. Allerdings ist Lithiumniobat in der Herstellung relativ teuer und hat außerdem einen verhältnismäßig hohen Temperaturkoeffizienten. Man ist daher überall auf der Suche nach billigeren geeigneten piezoelektrischen Werkstoffen. Die vorteilhaften Piezokeramiken haben z. Z. noch den Nachteil zu hoher Verluste bei hohen Frequenzen.

In der jüngsten Vergangenheit werden verstärkt piezoelektrische Schichtwerkstoffe auf nicht piezoelektrischer Unterlage in die Untersuchungen mit einbezogen. Als Substratmaterialien dienen dabei sowohl halbleitende als auch isolierende Stoffe [10] [11] [12]. Dabei bietet sich einerseits die Möglichkeit, teure piezoelektrische Stoffe als dünne Schicht auf einem billigen Substrat zu verwenden, andererseits ergibt sich dadurch eine enge Verbindung zwischen Akustoelektronik und Mikroelektronik, denn nicht nur bei der Herstellung der Wandlerstrukturen sind heute die Arbeitsgänge der Mikroelektronik gebräuchlich (Fotolithografie), sondern auch bei der Schichtherstellung. Solche modernen Beschichtungsverfahren wie beispielsweise die Molekularepitaxie (bzw. Ionenstrahlepitaxie) erlauben es, auch Schichten abzuscheiden, die aus 3-Element-Molekülen bestehen (z. B. $LiNbO_3$).

Für die Arbeitsweise von Bauelementen hat naturgemäß die Stabilität gegenüber Temperaturänderungen eine große Bedeutung. Die Werkstoffuntersuchungen gehen demnach auch dahin, Materialien mit einem niedrigen Temperaturkoeffizienten für die Verzögerung bzw. in den Kristallen Schnittebenen mit den geringsten Temperaturkoeffizienten zu finden. Tafel 2 gibt einen Überblick über eine Reihe von Materialien, die bisher für akustoelektronische Zwecke untersucht worden sind.

Bauelemente

Tafel 1 gibt einen Überblick über realisierte Bauelemente. Auf die wichtigsten Gruppen wird im folgenden etwas näher eingegangen.

– Unter Ausnutzung der Laufzeit der AOW lassen sich Verzögerungsleitungen relativ klein bauen. Der Frequenzbereich liegt dabei zwischen 10 MHz und 2 GHz [20] (heute typisch etwa 10...300 MHz). Dabei sind Verzögerungszeiten bis in den ms-Bereich erreicht worden (heute typisch bis 10 μs).

– Bandfilter lassen sich bis 1,5 GHz (heute typisch bis etwa 300 MHz) mit Bandbreiten zwischen 0,1...50 % (sogar über 100 % möglich) bei Übertragungsverlusten zwischen 0...20 dB, einer Durchlaßwelligkeit von $\pm$ 0,35 dB und Sperrdämpfungen zwischen 35 dB und 60 dB herstellen. Als typisches Beispiel für die Anwendung akustoelektronischer Bandfilter sei hier das Zwischenfrequenzfilter für Farbfernsehgeräte angeführt. 1977 sind in Westeuropa etwa 1 Million derartiger Filter in Farbfernsehgeräte eingebaut worden [21], und es wird erwartet, daß sich diese Zahl in nächster Zeit mindestens verdoppelt.

– Kompressionsfilter mit Kompressionskoeffizienten bis zu 10^4 (heute typisch bis 900) bei Übertragungsverlusten von 40 bis 60 dB lassen sich durch die Anwendung von Interdigitalwandlern mit ungleichmäßigem Fingerabstand, von Reflexionsgittern oder Reflexionspunkten auf der Oberfläche von piezoelektrischen Materialien oder durch das System piezoelektrischer Schicht-Halbleiter verwirklichen.

– Kodier- und Dekodierbauelemente lassen sich in der AOW-Technik besonders gut herstellen (z. B. angepaßte Filter wie PSK-Filter oder Chirp-Filter). Das sich in Form einer Welle an der Oberfläche ausbreitende Signal ist räumlich verteilt und kann praktisch an jeder Stelle abgegriffen werden. Damit können noch kodierte Signale nachgewiesen werden, die beim Empfang innerhalb des Rauschens liegen.

– Groß ist mittlerweile die Zahl von Bauelementen geworden, die Wechselwirkungen von akustischen Oberflächenwellen und elektrischen Ladungsträgern ausnutzen. Die AOW wird im piezoelektrischen Material von einem elektrischen Feld mit der gleichen räumlichen und zeitlichen Verteilung wie die AOW begleitet. Dieses Feld kann auf elektrische Ladungsträger einwirken oder auch von driftenden Ladungsträgern beeinflußt werden. So sind mit der Kombination Piezoelektrikum-Halbleiter bereits Bauelemente hergestellt worden, die die Faltung zweier Signale ausführen oder auch Signale verstärken. Die Wechselwirkung von AOW und Ladungsträgern an der Halbleiteroberfläche läßt sich zur Untersuchung der Halbleiteroberfläche [22] und zur Speicherung von Signalen benutzen [6]. Unter Verwendung der Schichtenfolge Si – SiO_2 – ZnO ist es möglich, Bildaufnahme- und optische Speicherbauelemente zu schaffen [23].

Technologische Aspekte

Bei der Herstellung von AOW-Bauelementen werden hauptsächlich bei der Mikroelektronik übliche Arbeitsgänge eingesetzt, wie Schneid-, Läpp- und Polierverfahren, Maskenherstellung, Fotolithografie, Ionenimplantation, Kontaktierverfahren u. a. m. Andererseits bringt diese Technik aber auch spezielle Probleme mit sich. Die Materialien sind andere und erfordern besonders für eine gute Haftfestigkeit der Metalle abgewandelte Methoden. So läßt sich z. B. Aluminium auf Wismutgermanat ($Bi_{12}GeO_{20}$) nicht in der herkömmlichen Weise bearbeiten. Dazu ist eine Zwischenschicht aus SiO_2 erforderlich. Die Abmessungen der Chips sind in der Regel wesentlich größer als in der Mikroelektronik heute üblich, die Genauigkeitsforderungen bleiben aber die gleichen. Dies erfordert eine speziell angepaßte Fotolithografie. Die Interdigitalwandler, deren Schablonen heute in den damit beschäftigten Einrich-

Tafel 2: Einige grundlegende Eigenschaften piezoelektrischer Materialien

Material	Orientierung	Ausbreitungsrichtung	k^{-2} (experimentell) in %	Ausbreitungsgeschwindigkeit in $m \cdot s^{-1}$	Temperaturkoeffizient 10^{-6} K^{-1} $\left(\frac{1}{\tau}\frac{\partial v}{\partial \tau}\right)$
$LiNbO_3$	Y	Z	4,3	3 485	85
	41 — 1 2	X	5,7	4 000	72
Quarz	Y	X	0,22	3 159	—24
	SD	X	0,16	3 158	0
$LiTaO_3$	Z	X	—	3 329	67
	Z	Y	0,93	3 329	69
	Y	Z	0,74	3 230	35
	Y	X	—	3 148	49
$Bi_{12}GeO_{20}$	(100)	[011]	1,2	1 682	—
	(001)	[110]	1,5	1 681	—
	(111)	[110]	1,7	1 708	—
$Bi_{12}SiO_{20}$	(100)	[110]	1,8	1 665	118
AlN auf Saphir (d = 0,1 λ)	Z	Y	0,63	6 170	—
AlN auf Saphir (d = 0,2 λ)	(1120)	(0001)	0,8	6 100	—
ZnO auf Saphir (d = 0,8 λ)	(1120)	(0001)	2,02	2 850	—
Tl_3VS_4	bestimmte Richtung zw. X, Y, Z	bestimmte Richtung zw. X, Y, Z	2,44	970,5	—
Tl_3TaSe_4	bestimmte Richtung zw. X, Y, Z	bestimmte Richtung zw. X, Y, Z	3,35	798,4	—
Berlinit	80,4° Abweichung	X	0,49	275,1	0
($AlPO_4$)	von Achse X — 69°	X	0,2	366,2	0
Eukripit (β-$LiAlSiO_4$					
SiO_2 $LiTaO_3$)	Y	Z	1,4	3 455	0
Tl_3VS_4	(110) cut 70°		2	900	0
	(110) cylinder 24°		1,234	1 010	0
Tl_3TaSe_4	(110) cylinder 54°		1,16	879	0

tungen rechnergestützt berechnet und auch hergestellt werden, sind meist einige Millimeter breit, wobei die Fingerbreiten und die Abstände der Finger voneinander im Mikrometerbereich liegen.

Die obere Grenze des Frequenzbereiches ist unmittelbar mit der geringsten erreichbaren Streifenbreite bei den Wandlern gekoppelt. Daher haben solche Verfahren wie Röntgenstrahl- und Elektronenstrahllithografie besonders für den GHz-Bereich eine große Bedeutung.

Auch die Verkapselung bringt Probleme mit sich, da sie einerseits einen hermetischen Abschluß und andererseits das ungehinderte Ausbreiten der akustischen Oberflächenwellen gewährleisten muß.

Tendenzen

Die theoretischen Arbeiten haben in vielen Labors der Welt einen hohen Stand erreicht. Für praktisch alle Filtercharakteristiken existieren Rechnerprogramme. AOW-Bauelemente werden in immer größerem Umfang eingesetzt. Auf der Grundlage von Lithiumniobat sind sie allerdings verhältnismäßig teuer. Deshalb sucht man nach billigeren Herstellungsverfahren und nach für die Akustoelektronik gut geeigneten billigen Materialien (z. B. Piezokeramiken für hohe Frequenzen).

Eine weitere Entwicklungsrichtung ist die Verbindung von Mikroelektronik und Oberflächenakustoelektronik, um die Vorteile beider Techniken auszunutzen. Im Labormaßstab realisierte Bauelemente sind z. B. in SOS-Technik mit ZnO bzw. AlN als piezoelektrische Schicht hergestellt. Dabei können solche Probleme wie Frequenzselektivität, Signalverzögerung, Kodierung und Dekodierung vom akustoelektronischen Teil gelöst werden, während die auf dem gleichen Chip integrierte elektronische Ansteuerschaltung die übrige Signalverarbeitung wie Auswahl der Abgriffe oder Verstärkung übernimmt. Ähnliche Anordnungen sind auch in Hybridtechnik mit getrennten mikroelektronischen und akustoelektronischen Chips denkbar.

Eine weitere Möglichkeit ist die Ausnutzung des von der akustischen Oberflächenwelle geschaffenen, periodisch räumlich und zeitlich wechselnden Oberflächenpotentials in Ladungsverschiebebauelementen (CCD-Bauelementen) [24]. Dadurch kann eine höhere Arbeitsfrequenz gegenüber herkömmlichen CCD-Bauelementen erreicht werden [25]. Interessante Möglichkeiten bietet die Wechselwirkung zwischen Licht und akustischen Oberflächenwellen [26]. Einerseits können mit Hilfe des Lichtes charakteristische Eigenschaften von AOW untersucht werden, andererseits kann aber Licht auch durch akustische Oberflächenwellen gestreut werden. Geschieht das beispielsweise in einem optischen Wellenleiter, ergeben sich damit Steuerungsmöglichkeiten für Lichtstrahlen durch elektrische Signale innerhalb einer künftigen signalverarbeitenden Akustooptik.

Literatur

[1] Lord Rayleigh: On waves propagated along the plane surface of an elastic solid. Proc. London Math. Soc. (1885) H. 17, S. 4–11

[2] Hutson, A. R.; McFee, J. H.; White, D. L.: Ultrasonic Amplification in CdS. Phys. Rev. Lett. (1961) H. 7, S. 237–239

[3] White, R. M.; Voltmer, F. W.: Direct coupling to surface elastic waves. Appl. Phys. Letters (1965) H. 7, S. 314–316

[4] Viktorov, J. A.: Tipy uprugich poverchnostnych voln v sloistich sistemach. Konferenz über die Ausbreitung elastischer Oberflächenwellen in Schichtsystemen, Novosibirsk 1976

[5] Paščín, N. S.; Jakovkin, I. B.: Dispersija UPV v rasličnich sistemach. Konferenz über die Ausbreitung elastischer Oberflächenwellen in Schichtsystemen, Novosibirsk 1976

[6] Koršak, B. A.; Ljamov, V. E.; Solodov, I. J.: Echo-effekty na poverchnostnych akustičeskich volnach v sloistich strukturach piezoelektrik – poluprovodnik s lovuškami. Konferenz über Oberflächenwellen, Novosibirsk 1978

[7] Venema, A.; Humphryes, R. F.; Dekkers, J. M.: Calculation of ΔV/V for thin-film SAW transducers on a nonzero conductive silicon substrate. Electronic Letters 13 (1977) H. 21, S. 647 bis 649

[8] Venema. A.; Humphryes, R. F.: Inclusion of conductivity in silicon SAW design. Electronic Letters 13 (1977) H. 20, S. 594–596

[9] Browning, T. I.; Lewis, M. F.: New family of bulk-acoustic-wave devices employing interdigital transducers. Electronic Letters 13 (1977) H. 5, S. 128–130

[10] Shimizin, Y.; Mata, T.: Undirectional surface-acoustic-wave transducer with a ZnO film on glass substrate. Electronic Letters 13 (1977) H. 13, S. 384

[11] Kuma, K.; Koide, K.; Morizumi, T.; Yasuda, T.: MIS and SAW-Propagation Characteristics of ZnO Si-Structures. Electrical Engineering in Japan 96 (1976) H. 6, S. 37–43

[12] Mikoshiba, N.: New Development in SAW Semiconductor Devices. IEEE Ultrasonics Symposium, Cherr Hill, USA, Sept. 1978

[13] Morgan, D. P.: Surface acoustic wave devices and applications, part 1 Ultrasonics, May 1973, S. 121–131

[14] Slobodnik, A. J. Jr.: Surface Acoustic Waves and SAW Materials. Proc. of the IEEE 64 (1976) H. 5, S. 581–595

[15] Parker, D. W.; Pratt, R. G.; Smith, F. W.; Stevens, R.: Filter auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen. Funk-Technik 32 (1977) H. 1, F & E, S. 4–7

[16] Lin, J. K.; Lakin, K. M.; Wang, K. L.: Growth morphology and surface-acoustic-wave measurments of AlN films on sapphire. Journ. of Appl. Phys. 46 (1975) H. 9, S. 3703–3706

[17] Pizzarello, F.: Investigation of the acoustic wave properties of hetero-epitaxial ZnO layers on Al_2O_3. Journ. of Appl. Phys. 43 (1972) H. 9, S. 3627–3631

[18] Henaff, J.; Feldmann, M.: New acoustic-surface-wave zerotemperature cuts in Tl_3VS_4. Electronic Letters 13 (1977) H. 10, S. 300–302

[19] Henaff, J.; Feldmann, M.: New acoustic-surface-wave zerotemperature cuts in Tl_3TaSe_4. Electronic Letters 13 (1977) H. 22, S. 661 und 662

[20] Temmyo, J.; Yoshikawe, S.: On the Fabrication and Performance of SAW Delay Line Filters for GHz SAW Oscillators. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics Su-25 (1978) H. 6, S. 367–371

[21] Williamson, R. O.: Case studies of Succesful Surface-Acoustic-Wave Devices. 1977 Ultrasonics Symposium Proceedings. IEEE Cat 77 CH 1264–1SU

[22] Shiosaki, T.; Kuroda, T.; Kawabata, A.: Application of surface waves to the study of semiconductor surface state using the seperated-medium acoustoelectric effect. Appl. Phys. Letters 26 (1975) H. 7, S. 360–362

[23] Coldren, L. A.: Zinc-oxide-on-silicon acoustically scanned imager with positive sensitivity and storage capabilities. Appl. Phys. Letters 27 (1975) H. 1, S. 6–8

[24] Smythe, D. L.; Ralston, R. W.; Burke, B. E.; Stern, E.: An Acoustoelectronic SAW/CCD Device. IEEE Ultrasonics Symposium, Cherr Hill, N. J., USA, 25.–27. Sept. 1978

[25] Tsubouchi, K.; Higuchi, T.; Nagao, M.; Mikoshiba, N.: Charge Transfer by Surface Acoustic Waves and Monolithic MIS-Structure. IEEE Ultrasonics Symposium, Cherr Hill, N. J., USA, 25.–27. Sept. 1978

[26] Jakovkin, I. B.; Petrov, D. W.: Difrakzija sveta na akustičeskich poverchnost'nych volnach. Novosibirsk: Verlag Nauka, Sibirische Abteilung 1979

Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach dem Deltamodulationsverfahren

Ing. HARRO KÜHNE

Dieser Beitrag beschreibt einen leicht zu realisierenden Analog-Digital-Umsetzer, der nach dem Verfahren der Deltamodulation arbeitet. Der Umsetzer wurde für positive Eingangsspannungen zwischen 0 V und 1 V ausgelegt. Seine Umsetzsteilheit beträgt 1 MHz V. Auf Grund dessen und wegen der benutzten Taktfrequenz von $f_T = 1$ MHz ist er zusammen mit einem geeigneten Serien-Parallel-Umsetzer besonders für Mikroprozessorsysteme geeignet. Ein weiterer Vorteil des beschriebenen Umsetzers ist sein großer Eingangswiderstand, der nur von dem verwendeten Operationsverstärker abhängig ist.

Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzer nach dem Prinzip der Deltamodulation zeichnen sich bei relativ einfachem Aufbau durch eine gute Genauigkeit aus. A-D-Umsetzer nach dieser Methode arbeiten grundsätzlich nach dem Verfahren der Ladungsmengenkompensation, wobei hier allerdings der Kompensationszyklus taktsynchron erfolgt. Der gesamte A-D-Umsetzer kann auch als digital arbeitender Regelkreis aufgefaßt werden, bei dem als Störgröße U_e fungiert. Der Regelkreis sorgt dafür, daß trotz des durch die Eingangsspannung verursachten Ladungsentzuges oder auch Ladungszuwachses die mittlere Spannung über einem Kondensator konstant bleibt. Bild 1 zeigt das Prinzip eines solchen Umsetzers. Die positive Eingangsspannung U_e wandelt der Widerstand R_1 in einen ihr proportionalen Strom I_e um, der seinerseits den Integrationskondensator C_1 auflädt. Die Spannung am Ausgang des Integrators sinkt deshalb zeitlinear ab. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators den unteren Schaltpunkt des dem Integrator folgenden Triggers, so kippt dieser in seine zweite Lage. Dieser Schaltzustand veranlaßt die dem Trigger folgende logische Schaltung, für die Dauer der nächstfolgenden Periode der Taktimpulse den Schalter S_1 zu schließen. Der Strom in den Summationspunkt des Integrators wechselt daraufhin momentan seine Richtung, und dessen Ausgangsspannung steigt in positiver Richtung an. Das ist nur möglich, wenn die Eingangsspannung und der Referenzstrom entgegengesetzte Vorzeichen aufweisen und außerdem der Betrag des Referenzstromes größer ist als der maximal durch R_1 fließende Strom. Der Schalter S_1 schließt über eine oder auch mehrere Taktperioden, die notwendig sind, um die Integratorausgangsspannung auf einen Wert zurückzuführen, bei dem der Trigger zurückschaltet. Während jeder Taktperiode, in der S_1 geschlossen ist, gibt der Umsetzer einen Ausgangsimpuls ab, der z. B. einem Zähler zugeleitet werden kann. Die gesamte Anordnung wirkt also als ein digitaler Regelkreis, der die mittlere Ausgangsspannung des Integrators bzw. die mittlere Spannung über C_1 konstant hält.

An seinem Ausgang liefert ein A-D-Umsetzer nach dem Deltamodulationsprinzip Impulse, deren Abstände von der Zahl der notwendigen Einschaltungen von S_1 abhängig sind. Es kann also nicht von einer stetigen Impulsfrequenz gesprochen werden, weil die Impulsabstände nicht regelmäßig sein müssen. Wichtig ist aber, daß innerhalb der Meßzeit t_m die mittlere Zahl n der Zuschaltungen des Referenzstromes $I_{ref} = U_{ref}/R_{ref}$ konstant ist. Benennt man die Dauer einer Zuschaltung – diese Zeit ist gleich der Periodendauer der Taktfrequenz – mit T_{ref} und die Zahl der maximal möglichen Einschaltperioden von S_1 mit m, dann läßt sich folgender Ansatz aufschreiben:

$$\int_0^{mT_{ref}} \frac{U_e}{R_1}\,dt = -\int_0^{nT_{ref}} I_{ref}\,dt \qquad (1)$$

Nach der Lösung der Integrale erhält man

$$n = -\frac{U_e\, m\, T_{ref}}{R_1\, I_{ref}\, T_{ref}} \qquad (2)$$

Das negative Vorzeichen kennzeichnet die entgegengesetzte Polarität von Eingangsspannung und Referenzstrom. Der Ausdruck m t_{ref} entspricht der vom Impulszähler oder dem Serien-Parallelumsetzer vorgegebenen Meßzeit t_m, und n bezeichnet die nach dieser Zeit eingezählten Impulse und damit dem Zählerstand N. Für N ergibt sich deshalb

$$N = -\frac{U_e\, t_m}{R_1\, I_{ref}\, T_{ref}} \qquad (3)$$

Der Zählerstand oder der Inhalt des Serien-Parallelumsetzers ist entsprechend Gl. (3) linear von U_e abhängig. Die Größen t_m und T_{ref} beeinflussen das Ergebnis nicht, weil sie voneinander abhängig sind, wenn die Zeit t_m durch Frequenzteilung aus $f_T = 1/T_{ref}$ abgeleitet wird. Benutzt man für R_1 einen Metallschichtwiderstand mit hoher zeitlicher Konstanz, so beeinflußt nur noch die Stabilität des Referenzstromes die Genauigkeit der Umsetzung. Die Erzeugung eines von den Änderungen der Umgebungstemperatur oder der Versorgungsspannung weitgehend unabhängigen Referenzstromes bereitet aber meist nur wenig Probleme. Entweder benutzt man zu diesem Zweck geeignete temperaturkompensierte Stromquellen mit diskreten Transistoren, oder man verwendet eine Stromquelle, bei der ein Operationsverstärker eine hohe Stabilität des Referenzstromes sichert.

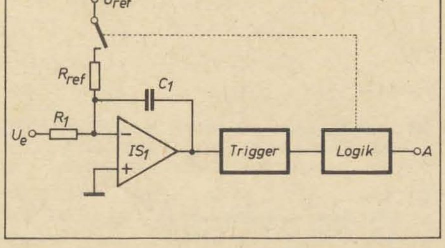


Bild 1: Prinzipschaltung eines Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers nach dem Deltamodulationsverfahren

Das im Bild 1 dargestellte Prinzip verwendet einen aktiven Integrator mit einem Operationsverstärker. Diese Lösung wird auch in praktischen Schaltungen häufig angewandt. Zwei Nachteile sind dabei aber nicht zu vermeiden. Einmal bestimmt der zur Umwandlung der Eingangsspannung in einen Eingangsstrom notwendige Widerstand R_1 den Eingangswiderstand des A-D-Umsetzers. Da R_1 nicht beliebige Werte annehmen kann, das verbietet sich im Interesse der Widerstandskonstanz auch bei der Verwendung von Operationsverstärkern mit SFET- oder MOSFET-Eingangsstufe, besitzt ein Umsetzer entsprechend Bild 1 grundsätzlich einen relativ niedrigen endlichen Eingangswiderstand. Der zweite Nachteil wirkt sich dann besonders gravierend aus, wenn der Umsetzer mit hohen Taktfrequenzen arbeiten soll. Auf Grund der endlichen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit, die bei preiswerten Operationsverstärkern selten über S = 1 V/µs liegt, ist dann eine exakte Integration der Referenzstromimpulse nicht zu sichern. Sollen hohe Taktfrequenzen angewandt werden, damit die Steilheit des A-D-Umsetzers ebenfalls große Werte erreicht, ist es vorteilhaft, das im Bild 2 vorgestellte Schaltungsprinzip zu nutzen. Hier bewirkt eine von der Eingangsspannung gesteuerte Stromquelle einen ständigen Ladungsentzug, der von der digital geschalteten Stromquelle so kompensiert wird, daß die mittlere Spannung über C_1 konstant bleibt. Diese Schaltungslösung ohne aktiven Integrator ist brauchbar für Taktfrequenzen bis zu einigen MHz.

Bild 3 zeigt eine mögliche praktische Realisierung des im Bild 2 angegebenen Schaltungsprinzips. Der Umsetzer verarbeitet positive Eingangsspannungen von $U_e = 0$ bis 1 V. Die Umsetzsteilheit betrug 1 MHz/V, wenn die Taktfrequenz $F_T = 1$ MHz anlag. Durch das Auswechseln eines Kondensators ist auch eine Umsetzsteilheit von 100 kHz/V bei einer Taktfrequenz von $f_T = 100$ kHz möglich. Der Linearitätsfehler des A-D-Um-

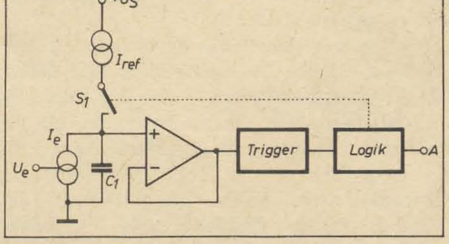


Bild 2: Prinzipschaltung eines Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers ohne Verwendung eines aktiven Integrators

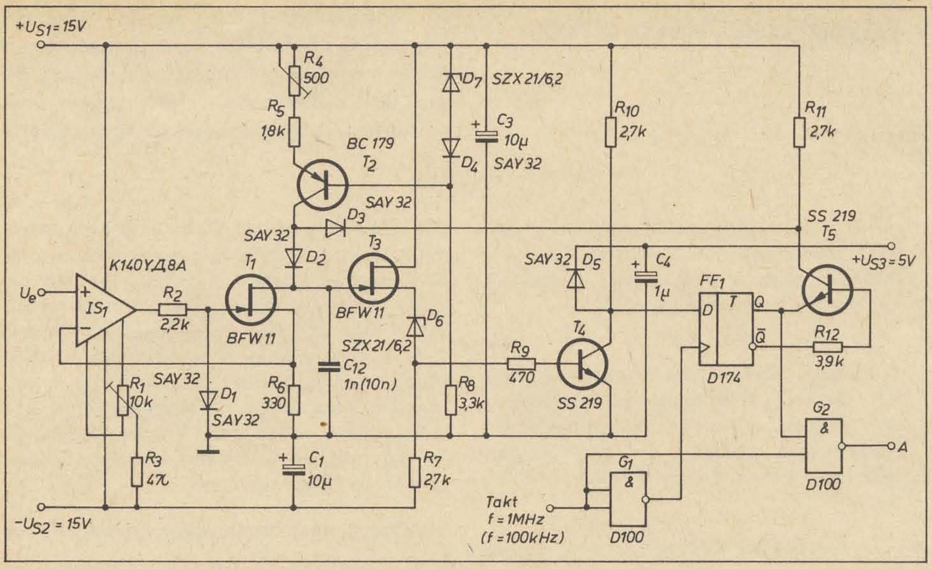


Bild 3: Praktische Schaltung eines Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers entsprechend Bild 2

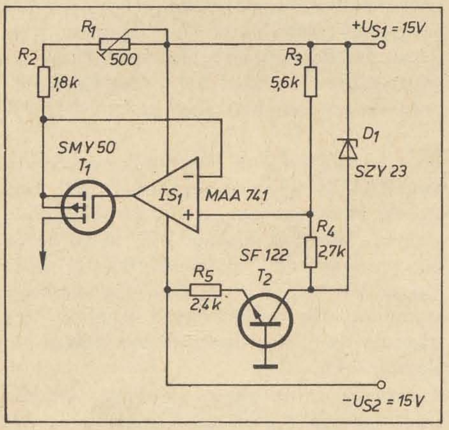


Bild 4: Stromquelle mit Operationsverstärker

setzers war kleiner als 0,1 %. Der Eingangswiderstand des Umsetzers ist nur abhängig vom benutzten Operationsverstärker für IS_1. Werte von $R_e = 10^{10}\ \Omega$ sind mit Operationsverstärkertypen mit SFET- oder MOSFET-Eingangsstufe leicht zu erreichen. Der Operationsverstärker IS_1 und der n-Kanal-SFET T_1 bilden eine spannungsgesteuerte Stromquelle mit großem Innenwiderstand. Für den Drainstrom des Transistors T_1 gilt

$$I_{DT1} = \frac{U_e}{R_6} \qquad (4)$$

Die Verwendung eines SFET für T_1 vermeidet Linearitätsfehler bei der Spannungs-Stromumsetzung durch die endliche Stromverstärkung eines für T_1 prinzipiell auch möglichen npn-Transistors. Es ist zu beachten, daß der von T_1 gelieferte Strom nicht größer als der maximale Strom I_{DT1max} des Transistors T_1 werden kann, der sich bei einer Spannung von $U_{GS} = 0$ V einstellt. Bei der größten zulässigen Eingangsspannung von $U_e = 1$ V beträgt der Drainstrom von T_1 bei der hier vorliegenden Dimensionierung $I_{DT1} = 3{,}03$ mA, so daß für T_1 ein Exemplar mit $I_{DT1max} = 3{,}5$ mA zu nutzen ist. Der Drainstrom von T_1 entlädt den Integrationskondensator C_2 zeitlinear. Die Aufladung von C_2 erfolgt über Referenzstromimpulse, die mit der einfachen Stromquelle aus den Bauelementen R_4, R_5, R_8, T_2, D_4 und D_7 realisiert wurde. Der Referenzstrom folgt der Gleichung:

$$I_{ref} = \frac{U_{ZD7} + U_{FD4} - U_{BET2}}{R_4 + R_5} \qquad (5)$$

Die Diode D_4 dient der Temperaturkompensation der temperaturabhängigen Basis-Emitterspannung des Transistors T_2. Für eine gute Kompensation sollte der Strom durch die Dioden D_7 und D_4 gleich dem Kollektorstrom des Transistors T_2 sein. Im Interesse einer hohen Stabilität des Kollektorstromes $I_{CT2} = I_{ref}$ sollte die Speisespannung U_{S1} stabilisiert werden, obwohl schon die Diode D_7 eine gute Stabilisierung sichert. Günstig sind für D_7 spezielle Referenzdioden, die einen besonders geringen Innenwiderstand und niedrigen Temperaturkoeffizienten aufweisen. Anstelle der ausschließlich mit diskreten Bauelementen realisierten Referenzstromquelle kann man auch die vergleichsweise aufwendigere Schaltung des Bildes 4 benutzen. Hier steuert der Operationsverstärker IS_1 den p-Kanal-MOSFET T_1 so, daß der Spannungsabfall über dem Sourcewiderstand $R_1 + R_2$ immer konstant und gleich einem Teil der mit D_1 erzeugten Referenzspannung ist. Die Stromquelle nach Bild 4 besitzt einen extrem großen Innenwiderstand und zeichnet sich durch eine sehr geringe Stromdrift aus. Die beiden Dioden D_2 und D_3 übernehmen in der praktischen Schaltung die Aufgabe des Schalters S_1 nach Bild 2. Diese Dioden sollen eine geringe Erholzeit und große Sperrwiderstände besitzen.

Werden jetzt dem Umsetzer bei anliegender positiver Eingangsspannung die beiden Speisespannungen zugeschaltet, so laufen folgende Vorgänge ab: Der Integrationskondensator C_2 trägt im Einschaltmoment keine Ladung, so daß über ihm keine Spannung liegt. Der SFET-Folger mit T_3 tastet die Spannung über C_2 nahezu leistungslos ab. Die im Sourcekreis liegende Z-Diode D_6 sorgt für eine Pegelverschiebung, so daß bei einer Kondensatorspannung von $U_{C2} = 0$ V die Spannung an der Basis des Transistors T_4 etwa $-U_{BET4} = 4$ V beträgt. Der Transistor T_4 sperrt deshalb, und der an seinem Kollektor angeschlossene D-Eingang des D-Flip-Flops FF_1 liest H-Potential. Mit der ersten nach dem Einschalten der Speisespannungen am Takteingang von FF_1 eintreffenden positiven Taktflanke übernimmt der Ausgang Q von FF_1 den H-Pegel des D-Einganges. Der Ausgang $\overline{Q}$ schaltet dabei auf L-Potential. Diese beiden Pegel an den Ausgängen von FF_1 schalten T_5 in den Sperrbetrieb um. Die Basis-Emitterspannung von T_5 ist in diesem Fall negativ und beträgt etwa $-U_{BET5} = 3{,}5$ V. Das Potential an der Katode von D_3 ist gleich der positiven Speisespannung, so daß diese Diode sperrt. D_2 leitet dagegen, und der von T_2 gelieferte Strom fließt auf den Integrationskondensator C_2. In diesem Schaltzustand verharrt der A-D-Umsetzer solange, bis durch die Aufladung mit dem Kollektorstrom des Transistors T_2 die positive Spannung über C_2 auf einen Wert angestiegen ist, bei dem T_4 in den leitenden Zustand übergeht ($U_{C2} \approx 4{,}6$ V). Das Kollektorpotential von T_4 bewegt sich dabei in Richtung L-Pegel, der mit der nächstfolgenden positiven Flanke am Takteingang von FF_1 an dessen Q-Ausgang übertragen wird. Der Ausgang $\overline{Q}$ führt dann H-Pegel, so daß der Transistor T_5 leitend ist. D_3 schaltet jetzt ebenfalls in den leitenden Betriebsfall um, und der Kollektorstrom der Stromquelle mit T_2 wird über D_3 nach Masse abgeleitet. D_2 sperrt, so daß kein Strom mehr von T_2 auf den Kondensator C_2 fließt. Jetzt entlädt der der Eingangsspannung proportionale Drainstrom des Transistors T_1 den Integrationskondensator zeitlinear. Dieser Spannungsabfall setzt sich fort, bis T_4 wieder sperrt und der D-Eingang von Q-Ausgang mit der dann folgenden positiven Taktflanke am Takteingang von FF_1 wieder H-Pegel erhält. T_5 sperrt, und es kann zumindest für die folgende Taktperiode ein Aufladestrom in C_2 fließen, der die Spannung über ihn wieder zeitlinear in positiver Richtung ansteigen läßt usw.

Immer dann, wenn der Ausgang Q des Flip-Flops FF_1 für die Dauer einer oder mehrerer Taktperioden H-Potential führt, muß der A-D-Umsetzer einen Ausgangsimpuls an A abgeben. Diese Aufgabe übernehmen die Gatter G_1 und G_2. Vielfach wird bei verschiedenen Schaltungen ein einfaches logisches Netzwerk benutzt, das das Bild 5 darstellt. Dieses Netzwerk besitzt aber den Nachteil, daß auf Grund der wenn auch minimalen Verzögerungszeit des D-Flip-Flops Störimpulse (sie sind im Im-

Fortsetzung auf Seite 568

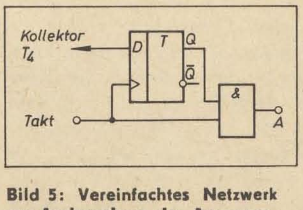


Bild 5: Vereinfachtes Netzwerk zur Auskopplung der Ausgangsimpulse des Umsetzers

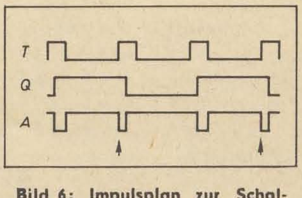


Bild 6: Impulsplan zur Schaltung nach Bild 5

Bild 7: Impulsplan zur nach Bild 3 verwendeten Auskoppelschaltung

Entwurf elektronischer Kleinthermostate

Dipl.-Ing. GERALD KELL

Mitteilung aus der Sektion Elektronik der Humboldt-Universität Berlin

Im vorliegenden Beitrag werden zunächst allgemeine Richtlinien zum konstruktiven Aufbau von Kleinthermostaten diskutiert. Es wird ein Schaltungsbeispiel gegeben und dieses für ein Referenzelement konkretisiert.

Praktische Anwendungsmöglichkeiten und theoretische Betrachtungen zum Aufbau

In der Praxis macht sich eine Schwankung der Umgebungstemperatur insbesondere auf die Funktion von Halbleiterbauelementen oft störend bemerkbar. Wo hohe Genauigkeiten erforderlich sind, läßt sich mitunter eine Konstanthaltung der Betriebstemperatur von Bauelementen nicht umgehen. Derartige Probleme entstehen in der analogen Schaltungstechnik. Beispiele dafür sind

- extrem stabile Referenzspannungselemente für Meßzwecke und A-D-Umsetzer
- driftarme Operationsverstärker, z. B. als Meß- oder Gleichspannungsverstärker
- genaueste Quarzoszillatoren
- Vergleichstemperatur für Thermoelemente.

Zum Entwurf eines für den speziellen Einsatz hinreichend genauen Kleinthermostaten sollen nachfolgend die konstruktiven Richtlinien diskutiert werden. Als Regelstrecke wird hier der Komplex Heizelement – Temperaturstrecke – Temperaturmeßglied verstanden.

1. Der thermische Widerstand zwischen Temperaturmeßglied und Bauelement, dessen Betriebstemperatur konstantgehalten werden soll, ist möglichst klein zu halten.
2. Der Abstand und die Materialeigenschaften zwischen Heizelement und Temperaturmeßglied bestimmen die Totzeit T_t der Regelstrecke. Diese wiederum wirkt sich bei vorgegebener Regelgüte auf Struktur und Dimensionierung des Reglers aus.
3. Die Wärmekapazität C_{Th} der Temperaturstrecke ist möglichst klein zu halten, das bedeutet einen engen, gedrängten Aufbau. Somit erreicht der Thermostat bei gegebener Heizleistung schnell seine Betriebstemperatur.
4. Der Wärmewiderstand R_{Th} zwischen beheizter Schaltung und Umgebung ist zu optimieren. Sein Mindestwert läßt sich nach Gl. (1) berechnen:

$$R_{Th\,min} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_{a\,min}}{P_{v\,max} + P_{vs}} \qquad (1)$$

Hierin ist $P_{v\,max}$ die maximale Heizleistung, ϑ_i die Innentemperatur des Thermostaten und $\vartheta_{a\,min}$ die kleinstmögliche Umgebungstemperatur. Je größer R_{Th} gewählt wird (bessere Wärmeisolierung), desto geringer ist die mittlere Verlustleistung; andererseits ist die thermische Zeitkonstante τ_{Th} dann größer.

$$\tau_{Th} = R_{Th}\,C_{Th} \qquad (2)$$

Außerdem muß bei der Realisierung von R_{Th} die Wärmeleistung P_{vs} berücksichtigt werden, die nicht im steuerbaren Heizelement, sondern in der übrigen Schaltung bei normalem Betrieb entsteht. So ist

$$R_{Th\,max} = \frac{\vartheta_i - \vartheta_{a\,max}}{P_{vs}} \qquad (3)$$

Die Innentemperatur ϑ_i sollte etwa 10...20 K oberhalb von $\vartheta_{a\,max}$ festgelegt werden. Für das entwickelte Funktionsmuster war $\vartheta_{a\,min} = 10\,°C$ und $\vartheta_{a\,max} = 36\,°C$ vorgegeben, ϑ_i wurde auf 46 °C festgelegt. Der Heiztransistor wurde für einen maximalen Leistungsumsatz von $P_{v\,max} = 0{,}8$ W vorgesehen, die übrige Schaltung hatte eine Verlustleistung von $P_{vs} = 0{,}15$ W, so daß sich die Dimensionierung von $R_{Th} \approx 45$ K/W als sinnvoll erwies. Damit kann die Umgebungstemperatur zwischen 7 K und 43 K unterhalb von ϑ_i liegen. Der angegebene Wärmewiderstand wird etwa erreicht, wenn um ein beheiztes würfelförmiges Volumen von 12 cm^3 eine 1 cm dicke Schicht Schaumstoff oder eine 1,5 cm dicke Schicht aus Glaswolle als Wärmeisolation benutzt wird. Die Oberfläche des thermostatisierten Volumens sollte ein Minimum betragen, damit hier das Temperaturgefälle möglichst klein bleibt. Für Extremfälle ist es sinnvoll, die betreffende Schaltung in einem Metallgehäuse (guter Wärmeleiter) unterzubringen und dieses an mehreren Punkten zu beheizen, wodurch im Inneren das Temperaturgefälle sehr klein wird. Die Wärmeisolation wird dann wie oben beschrieben durchgeführt

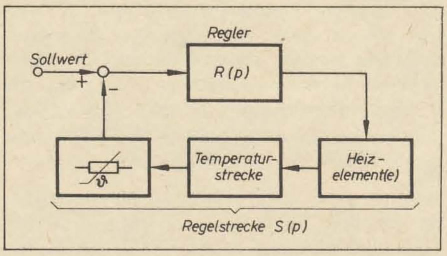


Bild 1: Allgemeines Prinzip der Temperaturregelung

Die Schaltung selbst wird im Laboraufbau meist freitragend aufgebaut und (zwecks Stabilität) vergossen. Als Vergußmasse ist Silikonkautschuk mit seinen guten dielektrischen Eigenschaften zu empfehlen. Für bestimmte industrielle Anwendungen ist die Möglichkeit zu bedenken, den Temperaturregelkreis auf einem Halbleiterchip mit unterzubringen und den Wärmewiderstand zur Umgebung entsprechend den Forderungen zu dimensionieren.

Schaltung einer Temperaturregeleinrichtung

Das allgemeine Prinzip einer Regeleinrichtung zur Temperaturkonstanthaltung ist im Bild 1 dargestellt. Die beste Temperaturkonstanz besteht in unmittelbarer Nähe des Temperaturmeßfühlers. Der Übertragungsfaktor der Regelstrecke S(p) kann hier günstig bestimmt werden, denn ihre Eingangs- und Ausgangsgrößen sind elektrisch meßbar.

Bei der nachfolgend beschriebenen Schaltung (Bild 2) wird vorausgesetzt, daß zwei stabile Hilfsspannungen U_H zur Verfügung stehen. Wichtig hierbei ist, daß beide Spannungen den gleichen Betrag nach Masse haben, so daß eine Versorgungsspannung am besten durch Inversion der anderen an einem Operationsverstärker gewonnen wird.

Als Temperaturmeßglied wurde ein Thermistor verwendet; auch andere temperaturabhängige Bauelemente, insbesondere Ge-Transistoren oder Diodenketten in Durchlaßrichtung, sind möglich. Der Widerstand R_1 wird so dimensioniert, daß bei gewünschter Innentemperatur ϑ_i die Brückenspannung $U_1 = 0$ wird. Günstig ist es, wenn die Kennlinie des Meßfühlers, z. B. R $= f(\vartheta)$, bekannt ist. Bei gegebenem möglichem Fehler des Reglers kann die Temperaturregelung umso genauer durchgeführt

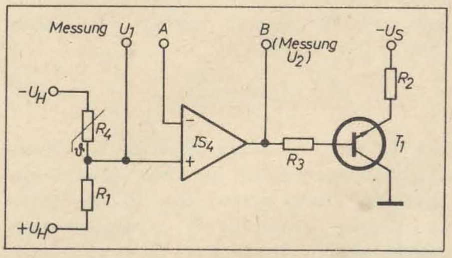


Bild 2: Schaltungsbeispiel für eine Temperaturregelung (A und B sind Anschlüsse für den Regler)

Fortsetzung von Seite 567

pulsplan nach Bild 6 markiert) entstehen können. Schnelle Zähler, die am Ausgang des A-D-Umsetzers angeschlossen sind, registrieren auch diese Impulse, so daß sich eine fehlerhafte Anzeige ergibt. Die in dem Umsetzer nach Bild 3 benutzte Gatterschaltung verhindert entsprechend dem Impulsplan nach Bild 7 das Entstehen von Störimpulsen.

Der Abgleich des Umsetzers erfolgt an oder in der Nähe der beiden Endpunkte des Eingangsspannungsbereiches. Zunächst verbindet man den Eingang E mit dem Massepotential und gleicht die Offsetspannung des Operationsverstärkers IS_1 mit dem Einsteller R_1 so ab, daß die Frequenz der Impulsspannung an A den Wert f = 100 Hz unterschreitet. Die Taktfrequenz von f = 1 MHz muß anliegen. Anschließend wird der Eingang z. B. mit einer positiven Gleichspannung von $U_e = 0{,}95$ V verbunden. Der Steller R_4, für ihn ist ein Zehngang-Einstellpotentiometer günstig, ist dann so zu justieren, daß die Frequenz der Ausgangsimpulsspannung f = 950 kHz beträgt. Gegebenenfalls ist der Abgleich noch einmal zu wiederholen.

werden, je größer der statische Übertragungsfaktor der Strecke K_s gemacht werden kann. Es ist daher zweckmäßig, die Temperaturmessung so zu gestalten, daß $\Delta U_1/\Delta\vartheta$ möglichst groß wird. Untersuchungen ergaben, daß hochohmige Thermistoren, z. B. mit einem Nennwiderstand von 82 kΩ, diese Forderung gut erfüllen. Bei 46 °C ist der Widerstandswert schon auf 32 % zurückgegangen. Bei der Wahl des Temperaturmeßgliedes ist weiterhin auf geringen Stromfluß und damit auf geringen Leistungsumsatz in diesem Element zu achten.

Der verwendete Regler besteht im wesentlichen aus einem Operationsverstärker, mit dem durch externe Beschaltung verschiedene Reglertypen, vom einfachen Schaltregler bis zum PID-Regler, realisiert werden können. Um die langen Zeitkonstanten der Regelstrecke kompensieren zu können, wird ein Operationsverstärker mit FET-Eingang eingesetzt. Dieser wird auch im Thermostaten eingebaut, wodurch eine Drift der Offsetspannung infolge Temperatureinfluß unterdrückt wird.

Anwendung des Thermostaten für ein Referenzelement

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung des Thermostaten. Mit einer Kombination der beiden Schaltkreise IS_1 und IS_2 (MAA 725 und MAA 723) wurde eine Schaltung für eine Konstantspannungsquelle entwickelt, die den Einfluß der Betriebsspannung nahezu völlig ausschließt. Der Wert der Referenzspannung entspricht dem Referenzspannungswert der IS MAA 723 am Pin 4. Bei einer Variation der Betriebsspannung $+U_S$ zwischen 11 V und 13 V konnte mit einem Digitalvoltmeter kein Einfluß auf die Referenzspannung nachgewiesen werden. Der Wert lag am Muster bei 7,3395 V für $\vartheta = 22$ °C und bei 7,3444 V für $\vartheta = 46$ °C, woraus ein TK von 0,2 mV/K für die Referenzspannung resultiert. Der Operationsverstärker IS_3 invertiert die Referenzspannung, so daß diese mit beiden Polaritäten zur Verfügung steht. Gleichzeitig kann sie für die Temperaturregeleinrichtung verwendet werden, wenngleich hier die Genauigkeitsforderung lange nicht so groß ist. Die Belastbarkeit des Musters lag an den Ausgängen bei 1 mA, und es wurde bei Temperaturregelung eine Genauigkeit von ± 0,1 mV erreicht. Die beobachteten Schwankungen innerhalb dieser Grenzen sind stochastischer Natur und entstehen vermutlich durch das 1/f-Rauschen der Halbleiterbauelemente. Die Z-Diode D_1 erwies sich als erforderlich, um die Referenzspannungsquelle bei Einschalten der Betriebsspannung sicher zu „zünden". Der Z-Spannungswert wird nach Gl. (4) bestimmt.

$$U_Z = U_{S\,max} + 0{,}5\,V - U_{ref} \qquad (4)$$

Identifikation der Regelstrecke

Als Eingangsgröße der Strecke läßt sich zweckmäßig die Ausgangsspannung U_2 von IS_4 heranziehen. Diese bestimmt den Basisstrom und damit die Heizleistung von T_1. Als Ausgangsspannung der Strecke wird die Brückenspannung U_1 herangezogen. Durch das im allgemeinen nichtlineare Temperaturmeßglied und durch die Brückenschaltung bedingt, entstehen hier Nichtlinearitäten im Regelkreis.

Der Thermostat wird zur Identifikation wärmetechnisch so isoliert, wie er für den späteren Einsatz vorgesehen ist. Dann wird er beschaltet, wie im Bild 4 gezeigt. Nach etwa einer halben Stunde (nur P_{VS} ist wirksam) wird S_1 geschlossen und damit die volle Heizleistung eingeschaltet. Aus den Meßwerten ermittelt man nun die Übergangsfunktion $U_1(t)$, bis U_1 den Wert Null durchlaufen hat und negative Werte annimmt. Aus dem Anfang des Funktionsverlaufes läßt sich die Totzeit T_t abschätzen. Im weiteren wird von der Temperaturregelstrecke abstrahiert und eine Ersatzschaltung nach Bild 5 angenommen.

Die Ausgangsfehlspannung U_f ist gleich dem Anfangswert von U_1 bei beliebiger, aber konstanter Umgebungstemperatur zu wählen. C_{ers} repräsentiert den Wert für die Wärmekapazität C_{Th}, R_{ers} steht für R_{Th}, und die Spannung U_2 ist eine proportionale Größe für den Wärmestrom. C_{ers} wird wie folgt ermittelt:

An das Funktionsbild $U_1(t)$ legt man eine Tangente im Punkt des maximalen Gefälles. Für diese Tangente erhält man einen Wert $\Delta U_1/\Delta t$. Aus der (nach Bild 3) gemessenen Spannung U_2 erhält man nun C_{ers} nach Gl. (5):

$$C_{ers} = \frac{U_2 \Delta t}{R_V \Delta U_1} \qquad (5)$$

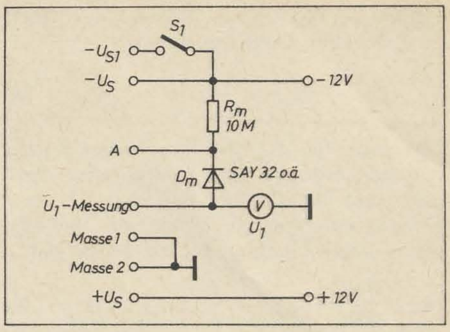


Bild 4: Beschaltung des Thermostaten zur Bestimmung der Übergangsfunktion

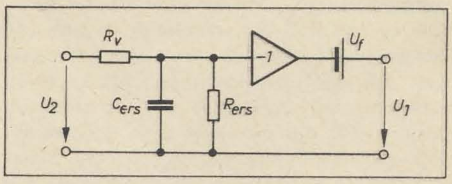


Bild 5: Elektrische Näherungsschaltung für die Temperaturregelstrecke, ohne Totzeit

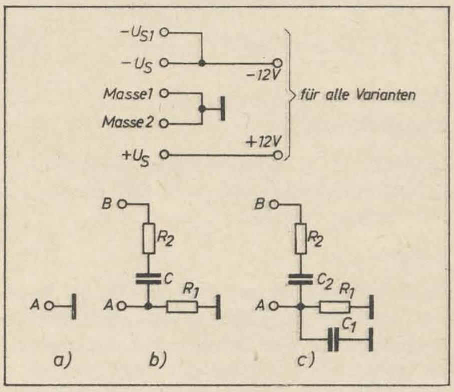


Bild 6: Beispiele für die externe Beschaltung der Regeleinrichtung. a) Schaltregler; b) PI-Regler; c) PID-Regler

Für R_V kann ein beliebiger Wert vorgegeben werden. Um den Wert für R_{ers} zu erhalten, müßte man nun den stationären Endwert für U_1 bekommen. Dabei könnte jedoch die Innentemperatur das zulässige Maß überschreiten, so daß ein sicheres Arbeiten nicht gewährleistet ist. Daher ermittelt man R_{ers} wie folgt:

Nach Bild 6a wird ein Schaltregler programmiert; die Meßbedingungen (besonders Umgebungstemperatur) müssen die gleichen sein wie bei der Bestimmung der Übergangsfunktion $U_1(t)$. Dann läßt man die Schaltung so lange in Betrieb, bis sich ein konstantes Verhältnis von Einschaltdauer t_1 und Ausschaltdauer t_2 eingepegelt hat. Die Spannung U_1 pendelt dabei um Null. Nach der Spannungsteilerregel läßt sich unter Berücksichtigung der Ausschaltdauer für R_{ers} finden:

$$R_{ers} = \frac{U_f R_V}{U_2 \dfrac{t_1}{t_1 + t_2} - U_f} \qquad (6)$$

Jetzt ist es möglich, die Zeitkonstante $\tau = RC$ zu bestimmen. Als R muß die Parallelschaltung R_{ers} und R_V angesetzt werden, für C die Größe C_{ers}. Man erhält dann

$$\tau = \frac{U_f(t_1 + t_2)}{t_1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_1} \qquad (7)$$

Zu bestimmen ist weiter der statische Übertragungsfaktor der Strecke. Dabei wird zu-

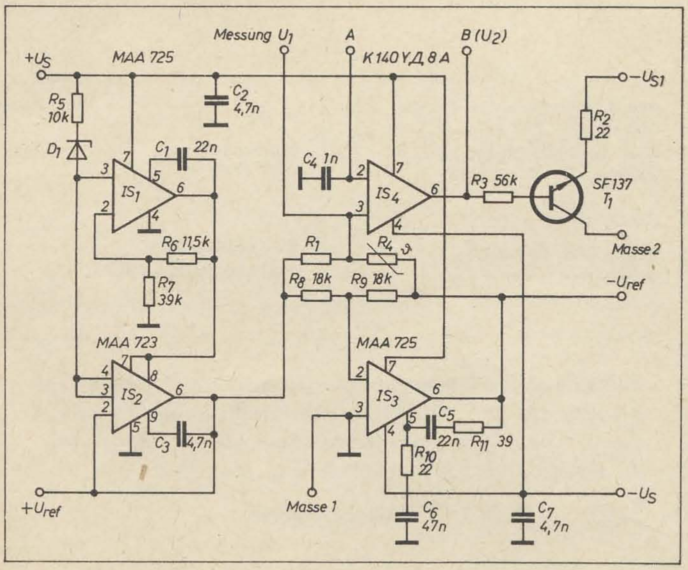


Bild 3: Anwendung der Temperaturregelschaltung für eine Referenzspannungsquelle. Betriebsspannung: 12 V. Gegebenenfalls können die Anschlüsse zur Offsetkompensation von IS_3 und IS_4 beschaltet werden (IS_1, IS_3: MAA 725; IS_2: MAA 723; IS_4: K 140 УД 8)

nächst der stationäre Endwert der Übergangsfunktion $U_1(t)$ approximiert:

$$U_{1E} = -U_f \frac{t_2}{t_1} \qquad (8)$$

Setzt man für ΔU_1 die Spannungsdifferenz zwischen Anfangs- und theoretischem Endwert, und für ΔU_2 die Differenz der Ausgangsspannungen von IS_4 bei ein- und ausgeschalteter Heizung ein, so ergibt sich

$$K_s = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} = U_f\left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)\frac{1}{U_{2\,Ein} - U_{2\,Aus}} \qquad (9)$$

Exakt sind die Gln. (6) bis (9) allerdings nur für lineares Verhalten der Strecke im Bereich $U_1 \geqq 0$. Um nur über kleine Bereiche zu interpolieren, empfiehlt es sich, die Umgebungstemperatur bei den Messungen zur Identifikation möglichst groß zu wählen, aber unbedingt auf Konstanz zu achten. Mit den so ermittelten Kennwerten läßt sich die Temperaturregelstrecke näherungsweise als Strecke erster Ordnung mit Totzeit charakterisieren, so daß für die Übertragungsfunktion gilt:

$$S(p) = K_s e^{-pT_t}\frac{1}{1 + p\tau} \qquad (10)$$

Auswahl des Reglertyps und Dimensionierung

In praktischen Fällen werden hauptsächlich Schaltregler, PI-Regler und PID-Regler zur Anwendung kommen.

Schaltregler

Beim Schaltregler arbeitet die IS_4 als Komparator. Die Beschaltung ist nach Bild 6a vorzunehmen. Der Schaltregler arbeitet um so genauer, je größer die Zeitkonstante τ gegenüber der Totzeit T_t ist. Ferner sollte K_S möglichst groß sein, da der Operationsverstärker nur eine endliche Verstärkung aufweist.

Diese Bedingungen lassen sich bei Schaltungen mit kleiner Verlustleistung (z. B. Quarzoszillator) und mit empfindlichen Temperaturmeßgliedern gut erfüllen. Wenn die Kennlinie des Temperaturmeßgliedes bekannt ist, läßt sich aus der Arbeitsschwingung der Spannung U_1 die Temperaturschwankung von ϑ_i ableiten.

PI-Regler

Regler mit integralem Anteil haben den Vorteil, daß die bleibende Regelabweichung Null ist. Die Übertragungsfunktion ist nach

$$G(p) = K_R\left(1 + \frac{1}{pT_1}\right) \qquad (11)$$

bestimmt. Die Parameter K_R und T_1 sind mit den Schaltelementen nach Bild 6b über die Beziehungen

$$K_R = \frac{R_2}{R_1}; \quad T_1 = CR_2 \qquad (12)$$

verknüpft.

Nach üblichen Optimierungsverfahren [1] können nun die Parameter des Reglers aus denen der Strecke bestimmt werden. Ein Schaltelement des Reglers ist frei wählbar, am besten wählt man $C = 10\,\mu F$. Für ein zulässiges Überschwingen des Regelkreises von 5 % kann man in der Praxis folgende Dimensionierung annehmen:

$$T_1 = \tau; \quad K_R = \frac{\tau}{K_s T_t 1{,}9} \qquad (13)$$

Daraus folgt für die beiden zu bestimmenden Widerstände

$$R_2 = \frac{\tau}{C}; \quad R_1 = \frac{K_s T_t 1{,}9}{C} \qquad (14)$$

PID-Regler

Der D-Anteil eines Reglers bringt einen schnellen Ausgleich bei Störungen, die auf den Regelkreis einwirken. Insbesondere Spannungsschwankungen am Heiztransistor wirken sich schnell auf die Innentemperatur aus. Durch den I-Anteil ist auch hier die bleibende Regelabweichung Null. Eine mögliche Form der Übertragungsfunktion ist

$$G(p) = \frac{K_I}{p}(1 + pT_1)(1 + pT_2) \qquad (15)$$

Eine derartige Übertragungsfunktion erhält man bei Beschaltung nach Bild 6c. Zu den Schaltelementen besteht der Zusammenhang

$$K_I = \frac{1}{C_2 R_1}; \quad T_1 = C_1 R_1; \quad T_2 = C_2 R_2 \qquad (16)$$

Wie oben werden die Parameter des Reglers aus dem Verhalten der Strecke abgeschätzt:

$$K_I = \frac{1}{1{,}9 K_s T_t}; \quad T_1 = \tau; \quad T_2 = T_t \qquad (17)$$

Für T_2 müßte genau genommen die Zeitkonstante zweiter Ordnung aus der Strecke gewonnen werden. Das ist jedoch etwas aufwendig. Für den vorliegenden Fall kann sie gleich der Totzeit gewählt werden, ohne einen größeren Fehler in Kauf nehmen zu müssen. Setzt man nun wiederum für C_1 einen Wert ($10\,\mu F$) an, so ergibt sich für die übrigen Elemente

$$R_1 = \frac{\tau}{C_1}; \quad R_2 = \frac{\tau}{1{,}9\,C_1 K_s}; \quad C_2 = \frac{1{,}9 K_s C_1 T_t}{\tau} \qquad (18)$$

Ergebnisse

Die drei angegebenen Reglertypen wurden am Muster erprobt. Für die Anheizdauer ist die Theorie der linearen Regelung nicht anwendbar, da für schnelles Anheizen der Verstärker (IS_4) in die Begrenzung kommt (maximale Heizleistung). Trotzdem lieferten der PI- und besonders der PID-Regler sehr gute Ergebnisse; das Überschwingen beim Anheizen lag unter 0,1 K. Der PID-Regler erwies sich erwartungsgemäß als der beste bei Schwankungen äußerer Faktoren. Mit dem Schaltregler konnte eine Genauigkeit von ± 1 K am vorliegenden Modell realisiert werden.

Literatur

[1] Reinisch, K.: Formel zur Berechnung von Regelkreisen einschließlich Totzeit unter Einwirkung determinierter, aperiodischer Störungen. messen steuern regeln 7 (1964) H. 3, S. 94–101

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz ··· 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT·VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR·6552 Gefell·Telefon 262·Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR·102 Berlin, Alexanderplatz·Haus der Elektroindustrie

Ing. f. Elektron. übern. Einzelanfertigung, Kleinserie, Rep. u. Proj. von elektr. Bauteilen u. Geräten.

Zuschr. an

302886 DLB, 1820 Belzig,
Niemegker Str. 10

Suche

Präzisionstrimmer
8203, 8204, 8205, 8206 o. ä.

Zuschr. an

RZ 870837 DEWAG, 7010 Leipzig, PSF 240

Verkaufe Digitallogikanalysator (Zusatzgerät f. Oszilloskop) 8 Eingangskanäle, TTL, MOS, var. Pegel, 10 MHz Abtastfrequenz, 10 ns Spikefang, 256 bit Speichertiefe, $R_e = 1\,M\Omega$, Kodeworttriggerung, Anzeigedehnung, etwa 16 TM.

Zuschr. an **TK 5857 DEWAG, 1054 Berlin**

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Üblich und vorteilhaft ist das Einschalten einer Induktivität in den Basiskreis (Bild 93). Dadurch nimmt der Basisstrom nur sehr langsam ab. Wenn bei t_3 $I_C = 0$ ist, gilt $I_E = I_B$. Die von der Basisstromänderung induzierte Spulenspannung führt zu einem negativen Basis-Emitter-Durchbruch. Diese Betriebsart des Transistors ist für Hochspannungs-Schalttransistoren vom Hersteller zugelassen. Durch diese Variante werden die niedrigsten Ausschaltverluste erreicht.

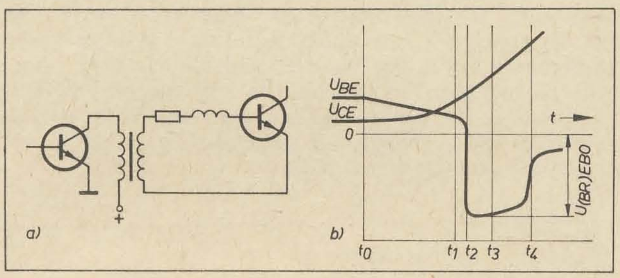


Bild 93: Ansteuerung mit Basisinduktivität. a) Schaltung; b) Spannungsverläufe

Bei der praktischen Schaltungsdimensionierung ist zu beachten, daß die beschriebenen Effekte mit steigender Sperrschichttemperatur stärker auftreten. Kontrollmessungen sind deshalb bei den höchsten Betriebstemperaturen stets vorzunehmen.

Wie aus dem SOAR-Diagramm des SU 165 ersichtlich ist, darf U_{CE} erst dann über 350 V ansteigen, wenn I_C unter 3 mA abgefallen ist. Das bedeutet, der Transistor muß praktisch gesperrt sein, bevor U_{CE} über diesen Wert ansteigt.

Ansteuerschaltungen weisen viele patentrechtlich geschützte Schaltungsdetails auf, so z. B. die Verwendung einer Induktivität im Basiskreis, eine zusätzliche Induktivität im Kollektorkreis oder eine entsprechend große Streuinduktivität des Übertragers.

Eine gänzlich andere Ansteuerschaltung für einen Sperrwandler ist im Bild 94 dargestellt [36]. Alle Transistoren sind gesperrt. Ein negativer Impuls schaltet T_1 ein. Über R_7 wird T_3 eingeschaltet. Die extrem niederohmige Ansteuerung ergibt ein sehr schnelles Schalten. Über D_1 und R_5 wird C_3 aufgeladen. Auf Grund der Verzögerung von R_5 und C_3 zündet Th noch nicht. Durch das Potential am Kollektor von T_3 wird über D_2 T_2 weiterhin gesperrt. Mit dem Ende des Ansteuerimpulses beginnt T_3 zu sperren. Während des Ausräumens von T_3 steigt U_C an. Wenn die Potentialdifferenz an D_2 Null wird, sperrt diese Diode, und T_2 wird leitend. Der dabei gezündete Thyristor schaltet die Basis von T_3 an eine negative Spannung, und es erfolgt ein sehr schnelles Sperren. In [36] werden Schaltzeiten von 50 ns gegenüber sonst 300 ns angegeben.

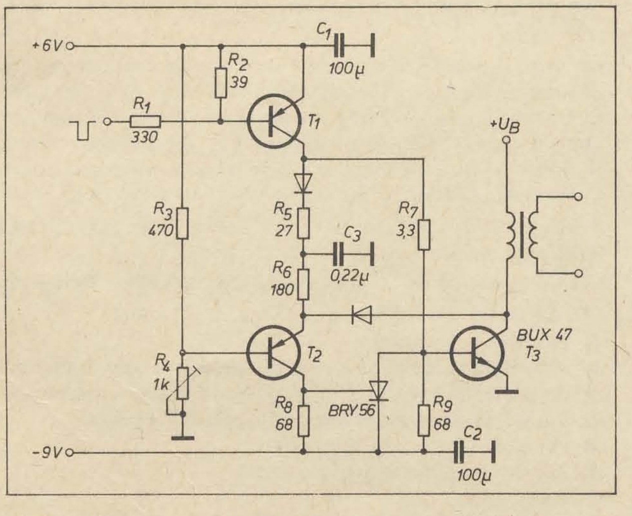


Bild 94: Ansteuerschaltung nach [36]

Die aufwendige Schaltung gestattet besonders wegen der zusätzlich erforderlichen Betriebsspannungen verschiedener Potentiale einen sinnvollen Einsatz erst bei Schaltreglern großer Leistung (> 300 VA).

11.3. Prinzipien

Für Gleichspannungswandler sind verschiedene Prinzipien bekannt. Wenn die Übertragung der Leistung auf den Ausgang bei leitendem Schalter erfolgt, handelt es sich um einen Fluß- oder Durchflußwandler. Erfolgt die Leistungsübertragung während der Sperrphase, so werden diese Anordnungen als Sperrwandler bezeichnet. Es ist auch möglich, beide Prinzipien zu kombinieren (Summierwandler).

11.3.1. Sperrwandler

Bild 95 zeigt die Prinzipschaltung eines Sperrwandlers. Diese Schaltung ermöglicht jedoch keine Netztrennung und auch keine Spannungen $U_a > U_e$. Wird die Spule als Transformator ausgebildet, so läßt sich beides realisieren (Bild 96). Der Schalter wird durch einen Transistor ersetzt, der mit einem bestimmten Tastverhältnis angesteuert wird. Während der Leitphase erfolgt eine Energieaufnahme vom Transformator, die in der Sperrphase an Kondensator und Lastwiderstand abgegeben wird (Bild 97).

In der Leitphase fließt im Idealfall nur im Primärkreis ein Strom I_C, in der Sperrphase demzufolge nur im Sekundärkreis (I_a). Den Zusammenhang zwischen U_e und U_a (bei nicht lückendem Strom) beschreibt

$$U_a = \frac{v_T}{1 - v_T} \frac{U_e}{ü}$$

Für $U_{CE\,max}$ gilt

$$U_{CE\,max} = \frac{1}{1 - v_T} U_e$$

d. h., bei dem höchsten in der Praxis benutzten Tastverhältnis $v_T = 0{,}5$ wird $U_{CE\,max} = 2U_e$. Auf Grund der nicht vermeidbaren Streuinduktivität des Transformators kann $U_{CE\,max}$ zu Beginn der Sperrphase noch höhere Werte annehmen.

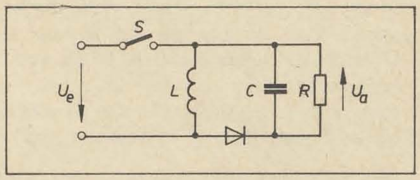


Bild 95: Prinzip des Sperrwandlers

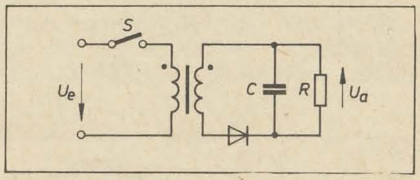


Bild 96: Sperrwandler mit Ubertrager

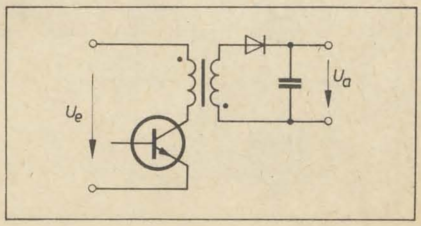


Bild 97: Sperrwandlerschaltung

11.3.2. Durchflußwandler

Das Prinzip des Durchflußwandlers (oder auch Speicherdrosselwandlers) unter Berücksichtigung der Netztrennung zeigt Bild 98. Der Schalter wird jetzt durch die Diode D_1 ersetzt, deren Leit- und Sperrphase mit denen des Transistors übereinstimmen. D_2 ist die Freilaufdiode. Bei nicht lückendem Drosselstrom gilt

$$U_a = \frac{v_T U_e}{ü} \quad (I_L > 0)$$

Die während der Leitphase vom Transformator aufgenommene Energie ist bei dieser Schaltung nachteilig. Sie wird deshalb mit Hilfe der sogenannten Entmagnetisierungswicklung über die Diode D_3 in den Primärkreis zurückgeführt. Damit wird gleichzeitig die maximale Spannung über der Primärwicklung begrenzt. Bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 zwischen Primär- und Entmagnetisierungswicklung (praktisch werden die Wicklungen parallel aufgebracht) beträgt die maximal auftretende $U_{CE\,max} = 2U_e$. Nach der Entmagnetisierung ist die Spannung am Transformator Null, so daß am Kollektor U_e liegt.

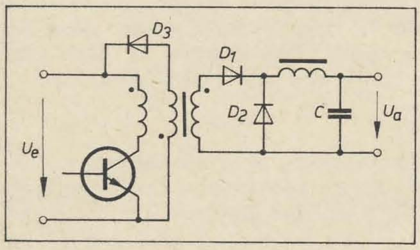


Bild 98: Durchflußwandler

Wie beim Sperrwandler muß auch hier zur Stabilisierung der Ausgangsspannung eine Variation des Tastverhältnisses erfolgen. Als Besonderheit tritt auf, daß Lastschwankungen (bei verlustfreiem Wandler) nur sehr geringe Änderungen der Ausgangsspannung hervorrufen. Ein wesentlicher Vorteil ist auch die geringe Welligkeit der Ausgangsspannung, die durch die Drossel im Sekundärkreis erreicht wird. Diese Drossel nimmt wie beim normalen Schaltregler die Energiespeicherung vor, wodurch eine fast verlustfreie Regelung bei veränderlicher Eingangsspannung ermöglicht wird. Der Transformator dient beim Durchflußwandler lediglich zur Netztrennung und zur Spannungsübersetzung.

11.3.3. Gegentaktwandler

Die im Bild 99 gezeigte Schaltung besteht aus zwei Durchflußwandlern, die im Gegentakt an einem gemeinsamen Transformator und einer Drossel arbeiten. Wenn T_1 leitet, ist auch D_1 leitend, und es wird bei ansteigendem Strom durch die Drossel sowohl die Last gespeist als auch Energie in der Drossel gespeichert. Anschließend sind T_1 und T_2 gesperrt, und die Energie der Drossel gelangt bei fallendem Drosselstrom über die Dioden D_1 und D_2, die jetzt als Freilaufdioden wirken, in den Lastwiderstand. Die zweite Hälfte der Gegentaktwandlerperiode, in der zunächst T_2 und D_2 leiten und dann T_1 und T_2 gesperrt sind, verläuft entsprechend.

Die Entmagnetisierungsvorgänge sowie die durch Abweichungen der Transistordaten hervorgerufenen Unsymmetrien können nur durch Überdimensionierung des Transformators ausgeglichen werden. Damit die Transistoren nicht vom Kurzschlußstrom des magnetisierten Transformators zerstört

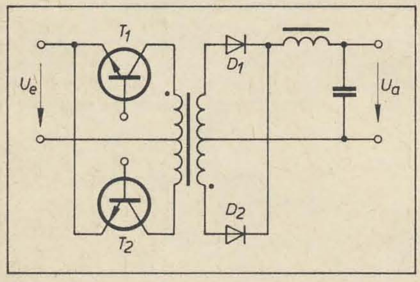


Bild 99: Gegentaktwandler

werden, dürfen sich die Ein-Phasen der Transistoren nicht überlappen.

Gegentaktwandler müssen sehr sorgfältig dimensioniert werden. Die Ansteuerschaltung ist aufwendig. Gegenüber Durchflußwandlern benötigen Gegentaktwandler bei gleicher Ausgangsleistung einen kleineren Transformator und eine kleinere Drossel. Gegentaktwandler sind erst bei größeren Ausgangsleistungen (> 600 VA) sinnvoll. Den Zusammenhang zwischen U_e und U_a zeigt die Beziehung

$$U_a = \frac{2 v_T U_e}{ü} \quad (I_L > 0)$$

$U_{CE\,max} = 2U_e$.

11.3.4. Varianten und Einsatzkriterien

In der Vergangenheit entstanden vielfältige Modifikationen der beschriebenen Wandlerschaltungen. Zumeist resultierten diese aus wenig geeigneten Bauelementen, vor allem aus einer ungenügenden Spannungsfestigkeit der Schalttransistoren. In der Gegenwart haben diese Varianten ihre Bedeutung verloren. Eine Ausnahme bildet der Doppeldurchflußwandler nach Bild 100. Hier wird die Last (mit Drossel und Freilaufdiode) im Wechsel von zwei Durchflußwandlern gespeist. Es läßt sich wie beim Gegentaktwandler eine erhebliche Leistungssteigerung erreichen, ohne daß der Ansteueraufwand wesentlich steigt.

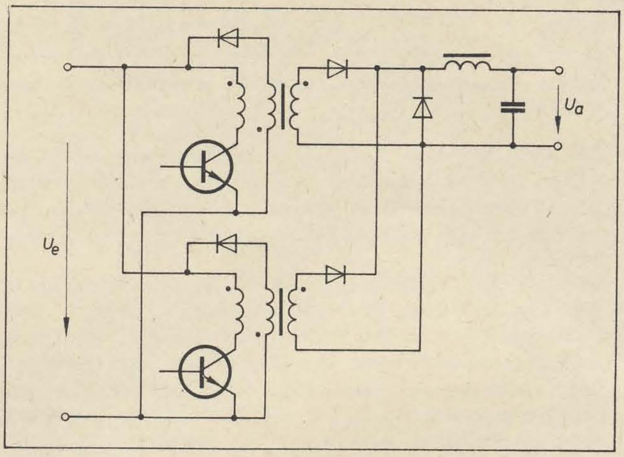


Bild 100: Doppeldurchflußwandler

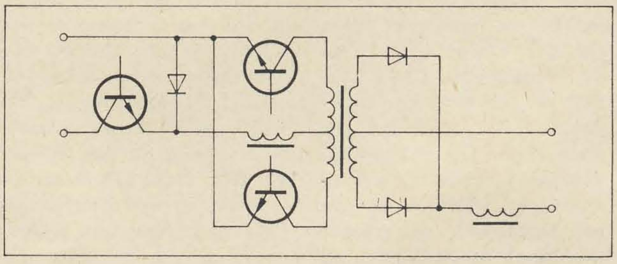


Bild 101: Stromgespeister Gegentaktwandler

Für sehr große Leistungen hat sich der stromgespeiste Gegentaktwandler durchgesetzt. Bild 101 zeigt eine Variante. Er besteht aus einer Kombination von Flußwandler und Gegentaktwandler. Die Ansteuerung der Gegentaktschaltung ist unkompliziert, da durch die Drossel eine wirksame Strombegrenzung besteht. Die Schaltung zeichnet sich auch durch eine sehr geringe Welligkeit der Ausgangsspannung aus.

Von Bedeutung für die Auswahl der richtigen Schaltung sind folgende Faktoren:

- Erforderliche Leistung
- Anforderung an die Stabilität der Ausgangsspannung
- Anforderung an die Welligkeit der Ausgangsspannung
- Verhalten bei Lastsprüngen (Regelgeschwindigkeit)
- Höhe der Ausgangsspannung
- Anzahl der Ausgangsspannungen
- Aufwand
- zur Verfügung stehende Bauelemente.

Von der Firma Valvo wurde z. B. die Darstellung im Bild 102 als Entscheidungshilfe propagiert. Da es sich hier um einen Bauelementehersteller handelt, ist diese Darstellung stark firmenbezogen. Bei Verwendung besserer Bauelemente können sich diese Grenzen wesentlich verschieben.

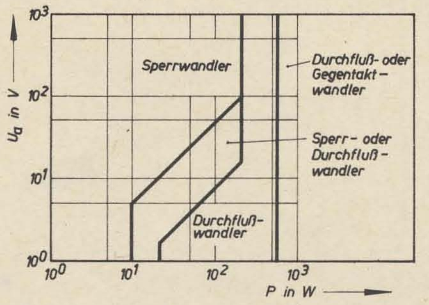


Bild 102: Entscheidungshilfe zur Schaltungsauswahl

11.4. Leistungsübertrager

Wegen der geforderten Schaltfrequenzen über 15 kHz kommen nur Kerne aus Ferritmaterial (Manifer) zur Anwendung. Von den Ausführungsformen sind große Schalenkerne, EE- oder UI-Kerne bekannt. Die Auswahl muß auch unter Berücksichtigung der einschlägigen TGL (Netztrennung, Kriechwege u. a.) erfolgen. Forderungen hinsichtlich Bauhöhe, mechanischer Befestigung usw. sind ebenfalls zu beachten. Ein anderes Auswahlkriterium ist das Kernmaterial. In der DDR ist Manifer 163, 164, 183 und 196 einsetzbar.

Zu bevorzugen sind Materialien mit einer möglichst hohen zulässigen Maximalinduktion. International sind Werte von 330 mT bei 100 °C üblich. Um Volumen und Aufwand klein zu halten, müssen magnetischer Querschnitt A_e (Aufwand von Kernmaterial) und Windungszahl (Kupferverbrauch) optimiert werden. Beide Größen sind nach dem Induktionsgesetz mit dem Scheitelwert der Induktion $\hat{B}$, der Frequenz f und der angelegten Spannung verknüpft:

$$wA_e = \frac{U_e}{4\hat{B}f}$$

Um kleine Werte für w und A_e zu erhalten, muß das Produkt $\hat{B}f$ möglichst groß sein. Die Schaltfrequenzen liegen im Bereich zwischen 16 kHz und etwa 50 kHz. Da steigende Frequenzen die Umschaltverluste im Transistor negativ beeinflussen, wird allgemein eine Schaltfrequenz von 18 bis 25 kHz gewählt.

Ein weiteres Kriterium bei der Kernauswahl ist die Streuinduktivität. Die Streuenergie W_{sp} (der Primärwicklung) ergibt sich aus der primären Streuinduktivität L_{sp} und dem Strom I durch die Primärwicklung

$$W_{sp} = \frac{1}{2} L_{sp} I_1^2$$

Die Streuenergie kann zu Spannungsspitzen beim Ausschalten führen. Um die Schutzmaßnahmen gegen sie zu vereinfachen, muß sie so klein wie möglich gehalten werden. Dazu können sowohl wickeltechnische als auch kernspezifische Maßnahmen dienen. Bei rotationssymmetrischen Formen (z. B. Schalenkernen) ist auf dem gesamten Wicklungsumfang eine entsprechend verteilte innere Feldstärke vorhanden. Der dabei auftretende Streufluß vermindert die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Bei E-Kernen ist der Streufluß und damit die Streuinduktivität klein. Noch geringere Werte weisen UI-Kerne auf.

Bei niedrigen Sekundärspannungen und großen Strömen bereitet die Unterbringung der Wicklungen oft Schwierigkeiten. Der Drahtdurchmesser sollte höchstens doppelt so groß wie die Eindringtiefe sein (Stromverdrängung und Wirbelstromverluste). Bei 50 kHz sind das bereits nur noch 0,34 mm und bei 20 kHz 0,53 mm (bei 100 °C). Drahtdurchmesser über 0,8 mm sind bei den verwendeten Frequenzen nicht mehr sinnvoll. Üblich sind deshalb parallele Wicklungen oder die Verwendung von Folie.

Die weitere Berechnung des Transformators ist unproblematisch. Es gibt zwei Möglichkeiten zur Dimensionierung:

- Entsprechend der Ausgangsleistung wird ein Kern ausgewählt (nach Herstellerangaben) und danach die Wicklung berechnet.
- Vorgabe eines zulässigen Magnetisierungsstromes I_{mag} und weitere Rechnung mit diesem Wert.

Bei Schaltreglern mit Ausgangsleistungen bis etwa 200 VA wird die Auswahl des Kernes ausschließlich vom Wickelraumbedarf bestimmt! Für Schaltregler mit Netzanschluß können nur Kerne ab der Größe EE-42 die Forderungen der TGL erfüllen. Diese Kerne können aber bereits Leistungen von über 200 VA übertragen. Betrachtungen über Temperaturen können in diesem Leistungsbereich meist entfallen.

Für praktische Anwendungen erfolgt die Berechnung der Primärwindungszahl nach der Beziehung

$$w_{min} = \frac{(U_e v_T)_{max} T}{A_{e\,min} \hat{B}_{max}}$$

Die Mindestwindungszahl ist jedoch noch nicht ausreichend. Zur sicheren Funktion ist auch eine Mindestinduktivität der Primärwicklung erforderlich.

$$L_{min} = \frac{(U_{e\,max} v_{T\,min})^2 T}{2P_{min}}$$

Aus dieser Formel ist erkennbar, daß die Mindestinduktivität mit der minimalen Ausgangsleistung zusammenhängt. Sie kann kleiner werden, wenn die Last konstant bleibt und der kritische Betriebsfall (kleine Last oder Leerlauf) nicht erreicht wird.

Mit dem A_L-Wert des gewählten Kerns muß geprüft werden, ob sich die erforderliche Primärinduktivität erreichen läßt. In der Regel ergibt sich dabei eine höhere Windungszahl. Bei Verwendung von EE-Kernen empfiehlt sich der Einsatz von Typen ohne Luftspalt. Dieser wird durch geeignete Zwischenlagen nach Erfordernis eingestellt.

11.5. Regeleinrichtung

Die Regeleinrichtung kann nach zwei Methoden arbeiten:

- mit konstantem Tastverhältnis und veränderlicher Frequenz
- mit konstanter Frequenz und veränderlichem Tastverhältnis.

Die erste Methode ist einfach zu realisieren, wird aber kaum angewendet. Zur Regeleinrichtung der zweiten Methode gehören Referenzspannungsquelle, Vergleicher und Verstärker sowie Pulsbreitenmodulator. Die Regeleinrichtung muß ebenfalls eine Netztrennung gewährleisten. Dazu sind verschiedene Varianten möglich:

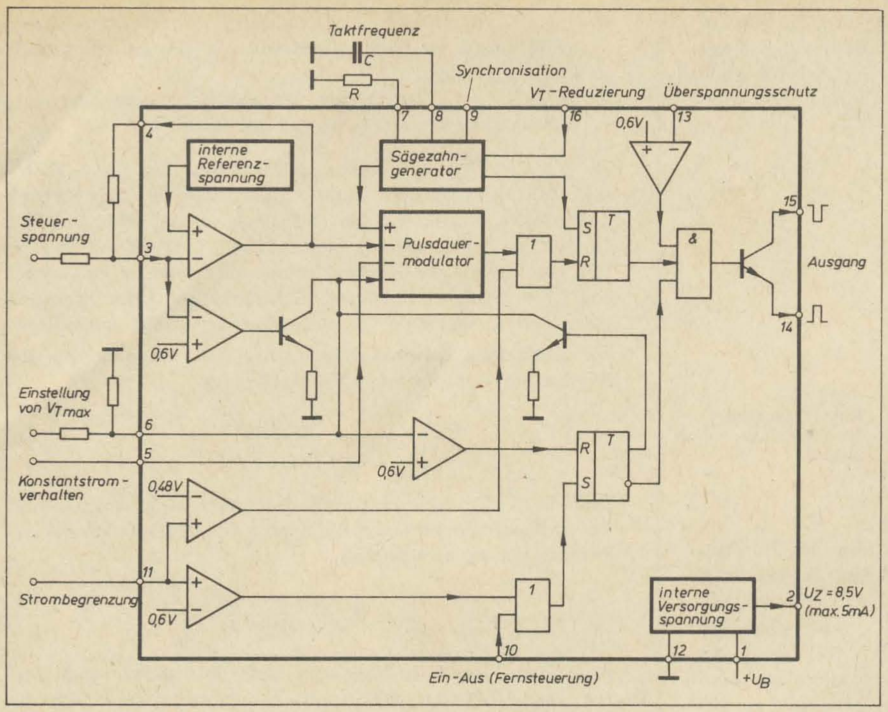
- Die Ansteuerung des Schalttransistors erfolgt durch einen Übertrager. Dabei kann die Regeleinrichtung sowohl auf der Primär- als auch auf der Sekundärseite angeordnet werden.
- Die Istwerterfassung erfolgt über einen Optokoppler, die Regeleinrichtung ist auf der Primärseite angeordnet.
- Die Istwerterfassung erfolgt aus einer gesonderten Sekundärwicklung.

In der Gegenwart setzt sich die zweite Variante immer mehr durch, da der Übertrager zu hohe Anforderungen an die Technologie stellt und zu aufwendig ist.

Ein weiteres Problem ist die Stromversorgung der Regeleinrichtung. Die prinzipiellen Möglichkeiten sind

- Versorgung aus einem kleinen Netztransformator mit Gleichrichter und Ladekondensator. Dieses ist jedoch nur bei Ausgangsleistungen ab etwa 300 VA sinnvoll
- Versorgung aus einer speziellen Sekundärwicklung (mit Gleichrichter und Ladekondensator)
- Versorgung aus der normalen Sekundärwicklung bei Anordnung der Regeleinrichtung auf der Sekundärseite.

Bei den letzten zwei Möglichkeiten ist eine besondere Anlaufschaltung erforderlich, die dem Wandler zunächst das Anschwingen erlaubt und die nach dem Anlaufen abge-



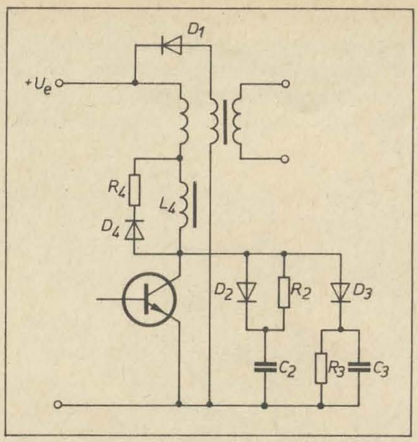


Bild 104: Schutzbeschaltungen ▲

◀ **Bild 103: Blockschaltung der TDA 1060**

schaltet wird. Auch bei den Anlaufschaltungen sind viele Varianten bekannt. Einige sinnvolle werden bei den Realisierungsbeispielen behandelt.

Die Regeleinrichtung kann diskret oder mit integrierten Schaltungen aufgebaut werden. Die Auswahl ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Vor allem stehen Kostenfragen im Vordergrund.

Welche Möglichkeiten eine IS in der Regelschaltung eröffnet, zeigt das Prinzipschaltbild der IS TDA 1060 im Bild 103.

11.6. Schutzbeschaltung des Hochspannungsschalttransistors

Im Bild 104 sind einige mögliche Schutzbeschaltungen dargestellt. Die Diode D_1 dient zur Ableitung des Magnetisierungsstromes. Diese ist nur bei Durchflußwandlern ab etwa 100 VA erforderlich. Sie muß sehr schnell einschalten, um Spannungsspitzen beim Abschalten des Transistors zu verhindern. Da der Magnetisierungsstrom langsam bis Null abnimmt, sind die Abschalteigenschaften der Diode ohne Bedeutung. Gefordert sind: $U_R = 2{,}2\,U_{e\,max}$; $I_{FRM} = I_{C\,max}$; $I_{FAV} = I_{mag\,max}$.

Die Kombination D_2, C_2, R_2 verhindert ein zu schnelles Ansteigen von U_{CE} beim Abschalten des Transistors. Dadurch wird die im SOAR-Diagramm vorgegebene Grenze für U_{CEO} erst erreicht und überschritten, wenn der Kollektorstrom annähernd Null ist. Der Kondensator übernimmt beim Abschalten einen Strom der Größe $I_{C\,max}$, während I_C linear mit der Fallzeit t_A abnimmt. Die Größe von C_2 wird nach

$$C_2 \geqq \frac{I_C t_A}{2 U_{CE}}$$

errechnet. Beim Einschalten muß der Widerstand R_2 den Entladestrom von C_2 so begrenzen, daß die SOAR-Grenzen des Transistors auch hier nicht überschritten werden. Andererseits muß R_2 so klein sein, daß der Kondensator in der kleinsten vorkommenden Leitphase sicher entladen wird. R_2 wird deshalb mit folgender Ungleichung bestimmt:

$$\frac{U_{e\,max}}{I_{C\,max}} \leqq R_2 \leqq \frac{T}{20\,C_2}$$

Die Diode D_2 muß eine sehr kleine Sperrerholzeit aufweisen. Werte von $t_{rr} < 500$ ns sind erforderlich. U_R sollte größer als 800 V sein. $I_{FRM} \approx I_{C\,max}$; $I_{FAV} \approx I_{C\,max}\,t_A/T$.

Weitere Schutzbeschaltungen, besonders für hohe Leistungen, sind D_3, C_3, R_3. Diese Kombination begrenzt U_{CE} auf U_e. Dazu muß die Zeitkonstante C_3, R_3 groß gegenüber T sein. Als Richtwert gilt

$$R_3 C_3 \geqq 5\,T$$

Die technischen Forderungen an D_3 sind gleich denen an D_2.

Bei Übertragern mit niedriger Streuinduktivität (tritt bei Übersetzungsverhältnissen von $ü \approx 1$ auf) begrenzt L_4 den zu schnellen Anstieg von I_C. R_4 muß so groß sein, daß L_4 auch im kürzesten Zeitraum entmagnetisiert wird.

$$\frac{L_4}{R_4} \leqq \frac{T}{5}$$

Für die Diode gilt: $U_R = 2U_{e\,max}$; $I_{FAV} = I_{mag\,max}$; $I_{FRM} = I_{C\,max}$.

Während die Kombination D_2, R_2, C_2 grundsätzlich erforderlich ist, sie ist auch unter dem Begriff SOAR-Glied oder auch nur SOAR-Beschaltung in der Literatur bekannt, sind die anderen Schutzbeschaltungen vom konkreten Anwendungsfall abhängig. Ausschlaggebend sind auch die Grenzdaten des verwendeten Schalttransistors. Der Widerstand R_2 verbraucht bei ungünstiger Dimensionierung eine erhebliche Leistung (mehrere Watt) und beeinflußt somit den Wirkungsgrad kleinerer Geräte nicht unerheblich.

11.7. Sekundäre Gleichrichtung und Siebung

Zur Gleichrichtung sind schnelle Dioden erforderlich. Die in der Tafel 15 aufgeführten Typen sind prinzipiell geeignet. Günstig hinsichtlich des Wirkungsgrades sind Schottky-Dioden. Diese weisen eine sehr geringe Flußspannung auf (< 0,5 V) und besitzen Sperrerholzeiten von wenigen Nanosekunden.

Schwierigkeiten bereitet die Auswahl des Ausgangskondensators. Wegen des auftretenden Rippelstromes (damit wird beim Schaltregler der dem Ausgangsstrom überlagerte Wechselanteil bezeichnet) müssen der Serien-Ersatzwiderstand und die Eigeninduktivität des Elektrolytkondensators sehr klein sein.

Literatur

[33] Hetterscheid, W. Th.: Schaltverhalten bei Transistoren für hohe Spannungen. Valvo-Berichte 20 (1976) H. 1, S. 33–44

[34] Steuer- und Regelschaltung TDA 1060 für Schaltnetzteile. Valvo Technische Informationen für die Industrie. Nr. 770415

[35] Schaltnetzteile mit Transistoren der Reihe BUX 80. Valvo Technische Informationen für die Industrie. Nr. 760121

[36] Rischmüller, K.: Basisansteuerung von Hochvolttransistoren. Elektronik 26 (1977) H. 11, S. 55–58

Wird fortgesetzt

Service- und Amateurinformationen (75)

Kofferfernsehempfänger combi-vision RF 3301/RF 3311

Teil 1

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Die tragbaren Schwarzweißfernsehgeräte sind Nachfolgetypen der bisherigen Serie combi-vision 310, 3101 und 3111. Wesentliche Neuerung gegenüber den Vorgängertypen ist der Einsatz der für den Service vorteilhaften Moduln, die für servicetechnische Belange z. B. auch auf der Leiterzugseite aufsteckbar sind. Einige Spezialteile der Vorgängertypen werden auch weiterhin verwendet. Hier die wichtigsten Bauelemente, die in beiden Serien eingesetzt werden:

- Bilddrossel 1.33.003829.0/01
- Lautsprecher L 2160 PO/D
- Teleskopantenne ATG 9
- Selennetzgleichrichter B 20-15
- Ablenkeinheit AE 11 1.33.003451.0/01
- Netztaste (ohne Knopf) 0642-220.50101-98051
- Bildröhre 31 G 1
- Halbleiterbauelemente KU 607, KU 601, KT 802, KY 193 bzw. KY 190.

Beim Tausch des Netztransformators bitte beachten: Der „neue" Netztransformator Zeichn.-Nr. 1.33.0058.0/01 ist möglichst nicht in die Geräte combi-vision 310, 3101 (wegen größerer Streuung) einzusetzen, während umgekehrt der „alte" Transformator Zeichn.-Nr. 1.33.003178.0/01 für alle Geräte verwendet werden kann. Äußerliches Kennzeichen der beiden Transformatoren ist nur die aufgeklebte Zeichnungsnummer.
Im folgenden veröffentlichen wir die ausführliche Serviceanleitung mit Stromlaufplan und dann noch spezielle Hinweise auf einige Fehlererscheinungen, ihre Ursache und ihre Beseitigung.

Drucktastenprogrammspeicher (RF 3301)

Durch Drücken einer der Programmtasten S_{201} bis S_{208} erhalten der C-Diodentuner über den der Taste zugeordneten Bandumschalter (S_{101} bis S_{108}) und die Entkopplungsdioden V_{101} bis V_{104} die entsprechenden Betriebsspannungen und gleichzeitig die Abstimmspannung vom zugehörigen Abstimmpotentiometer (R_{101} bis R_{108}).

Die gemeinsame Spannung von 25 V für die Abstimmpotentiometer wird mit Hilfe der integrierten Schaltung MAA 550 (A_{101}) auf 33 V stabilisiert und mit dem Einsteller R_{112} auf 25 V gebracht. Der Thermistor R_{110} dient zur Temperaturkompensation der Abstimmspannung.

Prüfung Drucktastenprogrammspeicher

– Abgleich der Abstimmspannung

Am Meßpunkt MP 101 ist mit dem Einsteller R_{112} eine Spannung von 25 V ± 0,25 V einzustellen.

– Funktionskontrolle des Programmspeichers

Drucktastenschalter drücken (S_{201}).

Abstimmpotentiometer R_{101} über den gesamten Bereich durchdrehen. Die Spannung an Kontakt X 1003.4 muß dabei kontinuierlich von 0 V auf 25 V ± 0,5 V ansteigen.

Bandumschalter S_{101} nacheinander in Stellung I, III und U schalten. Die Spannungen an den Kontakten X 1003.1, X 1003.2 und X 1003.3 müssen dabei der folgenden Tafel entsprechen:

I	X 1003.1	X 1003.2	X 1003.3
I	0 V	−10 V ± 1 V	10,7 V ± 0,5 V
III	0 V	9,8 V ± 0,5 V	9,9 V ± 0,5 V
U	9,9 V ±0,5 V	9,8 V ± 0,5 V	0 V

Die genannten Prüfungen erfolgen auf gleiche Art mit den übrigen Drucktasten S_{202} bis S_{208} und den jeweils zugehörigen Abstimmpotentiometern R_{102} bis R_{108} sowie den Bandumschaltern S_{102} bis S_{108}.

Sensorprogrammspeicher (RF 3311)

Der Programmwahlschaltkreis U 710 D enthält acht Speicherstellen (Programmstellen). Beim Einschalten der Betriebsspannung ist immer die Programmstelle 1 eingeschaltet. Durch Berühren einer der acht Berührungstasten wird über die Eingänge e_1 bis e_8 die jeweilige Speicherstelle eingeschaltet. Die Ausgabe der Information erfolgt über die Ausgänge a_1 bis a_3 im BCD-Kode. Die Ausgangsinformation gelangt zum Binär-1-aus-8-Dekoder U 711 D. Dieser schaltet an einem der acht Ausgänge die Betriebsspannung von 26 V entsprechend der eingeschalteten Programmstelle. Über eines der angeschlossenen Abstimmpotentiometer R_{101} bis R_{108}, deren Schleifer über Entkopplungsdioden (V_{109} bis V_{116}) verbunden sind, gelangt die Abstimmspannung an den C-Diodentuner. Die Betriebsspannung erhält der Tuner von den Schaltstufen V_{221} bis V_{224}, entsprechend der Stellung der an die Dekoderausgänge angeschlossenen Bereichsumschalter S_{101} bis S_{108} und der eingeschalteten Programmstelle.
Die Anzeige der eingeschalteten Programmstelle erfolgt durch die Leuchtdioden V_{210} bis V_{217}, die von den Treiberstufen V_{201} bis V_{208} gesteuert werden. Die Betriebsspannung von 26 V wird mit Hilfe der integrierten Schaltung MAA 550 (A_{203}) auf 33 V stabilisiert und durch Reihenschaltung der Z-Diode V_{234} auf 26 V herabgesetzt, wodurch sich ein sehr niedriger Innenwiderstand und somit eine für die Abstimmspannung notwendig hohe Spannungskonstanz ergeben. Die Dioden V_{117} und V_{232} dienen zur Temperaturkompensation der Entkopplungsdioden V_{109} bis V_{116}.

Prüfung Sensorprogrammspeicher

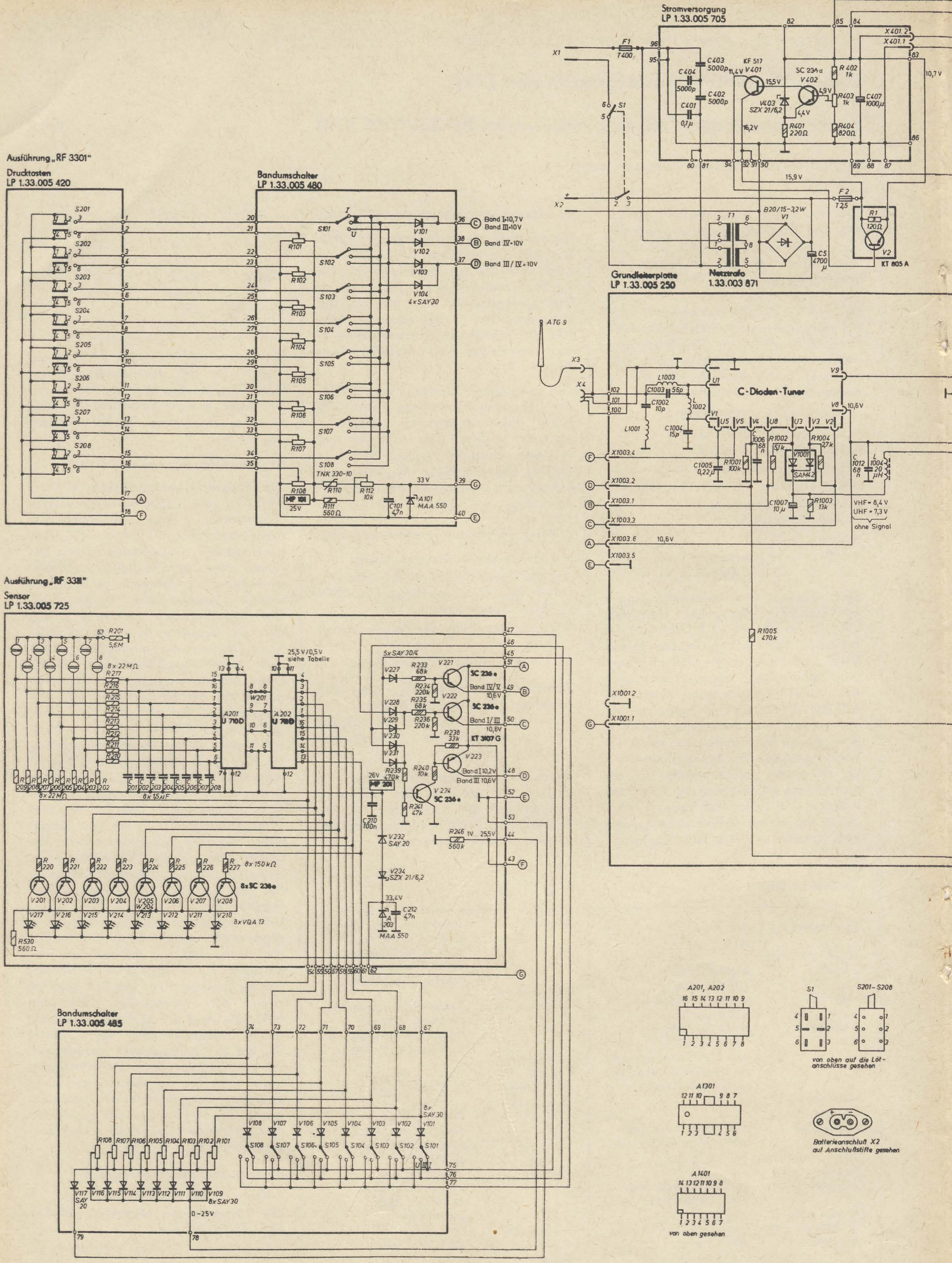
– Kontrolle der Abstimmspannung

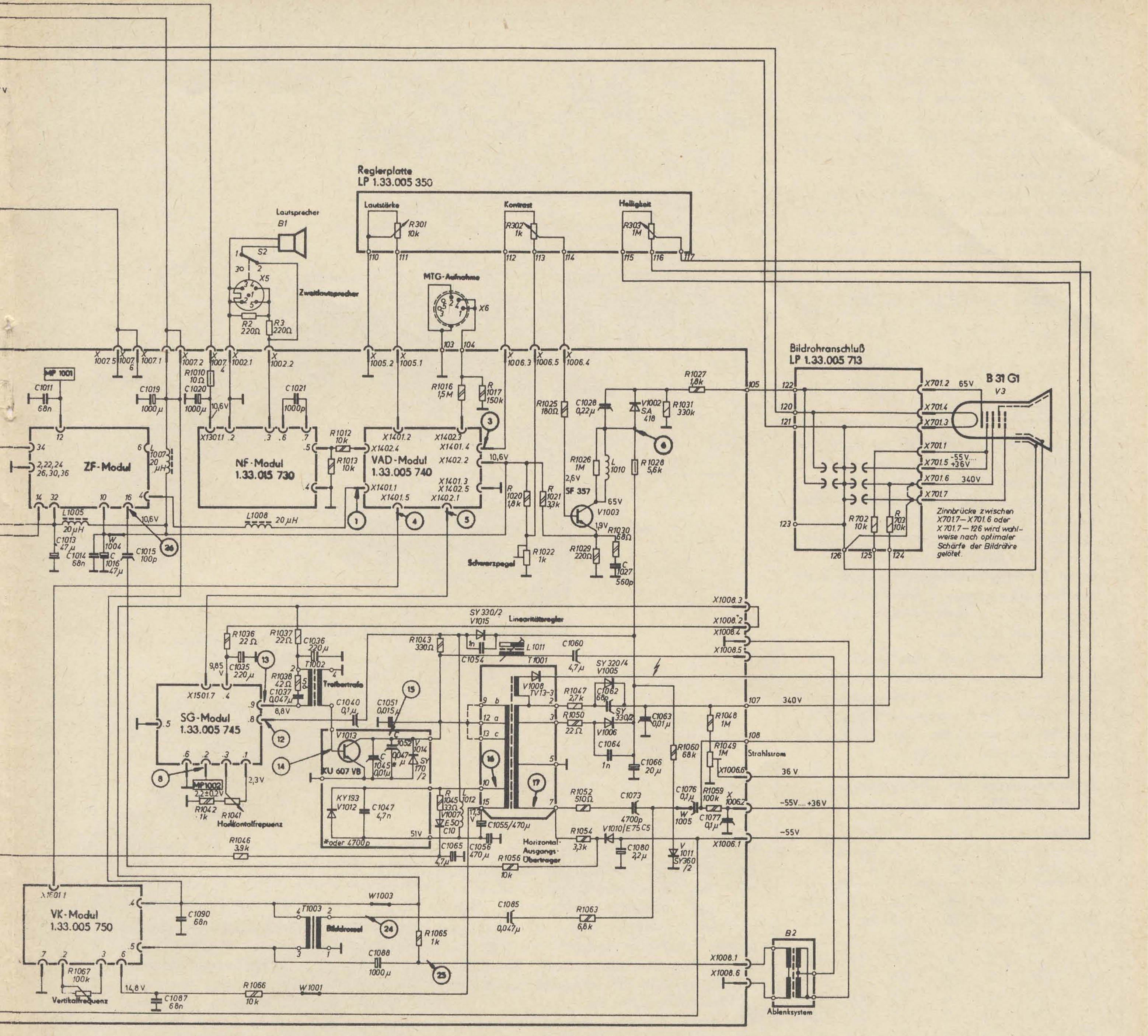
Die Spannung am Meßpunkt 201 soll 25,5...27,0 V betragen.

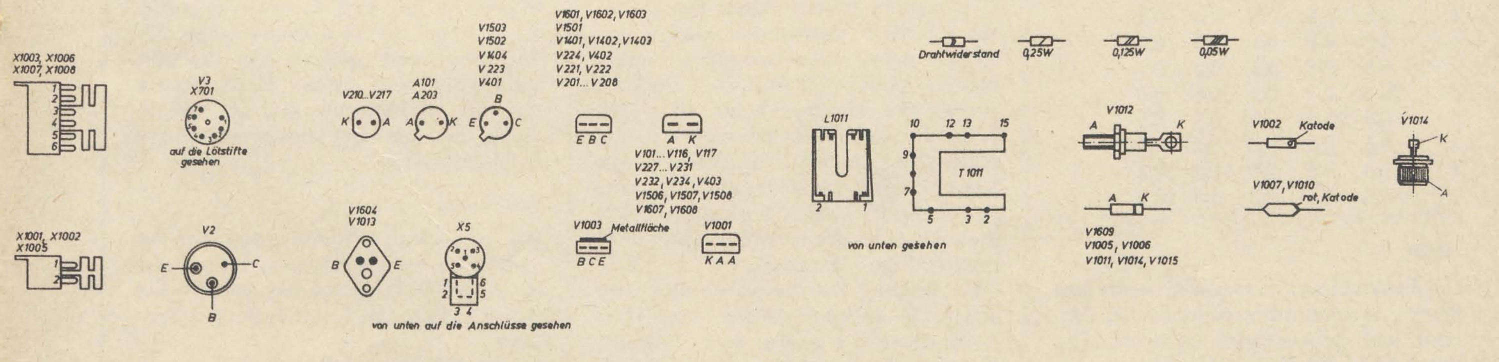
– Funktionskontrolle des Programmspeichers

Technische Daten

Stromversorgung	Netzspannung 220 V + 5 % / − 10 %, 50 Hz
Empfangsbereiche	
Band I	48,25...67,75 MHz (K 2 bis K 4)
Band III	175,25...229,75 MHz (K 5 bis K 12)
Band IV V	471,25...788,75 MHz (K 21 bis K 60) nach CCIR sowie die in diesen Frequenzbereichen liegenden OIR-Sender mit Ton
verstärkungsbegrenzte Empfindlichkeit	VHF ≦ 30 μV 11 dB (pW) UHF ≦ 50 μV 15,5 dB (pW)
synchronisationsbegrenzte Empfindlichkeit	VHF ≦ 25 μV 9 dB (pW) UHF ≦ 40 μV 13 dB (pW)
nutzbarer Eingangspegel (HF)	≧ 50 mV 75 dB (pW)
Rauschzahl	VHF ≦ 7,5 kT_0 UHF ≦ 10 kT_0
Regelung	automatische Verstärkungsregelung (AVR), Regelumfang Eingangspegeldifferenz 50 dB bei ≦ 1 dB Ausgangspegeldifferenz
Kennwerte der Synchronisation	Vertikalfrequenzautomatik Fangbereich ±3 Hz Horizontalfrequenzautomatik Fangbereich ±800 Hz
NF-Ausgangsleistung	1 W
NF-Klirrfaktor	≦ 5 % bei 1 kHz
Bestückung	
RF 3301	Bildröhre B 31 G 1 4 IS, 22 Transistoren, 34 Dioden, 2 Selengleichrichter
RF 3311	Bildröhre B 31 G 1 6 IS, 34 Transistoren, 62 Dioden, 2 Selengleichrichter
Abmessungen in mm	430 × 290 × 260
Masse	≈ 9 kg


Stromversorgung
LP 1.33.005 705
Ausführung „RF 3301"
Drucktasten
LP 1.33.005 420
Bandumschalter
LP 1.33.005 480
Band I=10,7 V
Band III=10V
Band IV-10V
Band III / IV = 10V
Netztrafo
1.33.003 871
Grundleiterplatte
LP 1.33.005 250
C-Dioden-Tuner
VHF = 8,4 V
UHF = 7,3 V
ohne Signal
Ausführung „RF 3311"
Sensor
LP 1.33.005 725
siehe Tabelle
Bandumschalter
LP 1.33.005 485
A201, A202
S1
S201 – S208
von oben auf die Lötanschlüsse gesehen
A1301
Batterieanschluß X2
auf Anschlußstifte gesehen
A1401
von oben gesehen





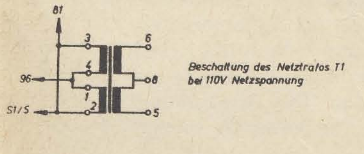


Bild 1: Stromlaufplan des combi-vision RF 3301 bzw. RF 3311, siehe auch die Bilder 1a bis 1f

Programmstelle 1 durch Berühren des Sensors 1 einschalten. Dabei muß die Leuchtdiode V_{210} leuchten, alle übrigen Leuchtdioden müssen dunkel bleiben.
Abstimmpotentiometer R_{101} über gesamten Bereich durchdrehen. Die Spannung am Kontakt X 1003.4 muß dabei kontinuierlich von $\leqq 0{,}5$ V auf 25,5 V $\pm$ 1 V ansteigen.
Bandumschalter S_{101} nacheinander in Stellung I, III und U schalten. Die Spannungen an den Kontakten X 1003.1, X 1003.2 und X 1003.3 müssen dabei der folgenden Tafel entsprechen.

	X 1003.1	X 1003.2	X 1003.3
I	$\leqq$ 0,5 V	−10 V $\pm$ 1 V	10,5 V $\pm$ 0,5 V
III	$\leqq$ 0,5 V	10,5 V $\pm$ 0,5 V	10,5 V $\pm$ 0,5 V
U	$\geqq$ 10 V	$\geqq$ 10 V	$\leqq$ 0,5 V

Die genannten Prüfungen erfolgen auf gleiche Art auf den Programmstellen 2 bis 8 mit den Berührungstasten 2 bis 8, den jeweils zugeordneten Leuchtdioden V_{211} bis V_{217}, den Abstimmpotentiometern R_{102} bis R_{108} und den Bandumschaltern S_{102} bis S_{108}.
Nach Prüfung der Programmstelle 8 ist die Berührungstaste 1 nochmals zu berühren und die Umschaltung auf Programmstelle 1 zu kontrollieren.

– Kontrolle der Einschaltstellung

Eine der Programmstellen 2 bis 8 einschalten. Danach die Betriebsspannung abschalten. Beim erneuten Einschalten des Gerätes muß die Leuchtdiode der Programmstelle 1 leuchten.

Spannungswerte am Schaltkreis A_{202} in V (U 711 D)

Anschlüsse

	8	7	6	4	3	2
1	26	26	26	25,5	0,5	0,5
2	0	26	26	0,5	26,5	0,5
3	26	0	26	0,5	0,5	26,5
4	0	0	26	0,5	0,5	0,5
5	26	26	0	0,5	0,5	0,5
6	0	26	0	0,5	0,5	0,5
7	26	0	0	0,5	0,5	0,5
8	0	0	0	0,5	0,5	0,5

Anschlüsse

	1	16	15	14	13
1	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
2	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
3	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
4	26,5	0,5	0,5	0,5	0,5
5	0,5	26,5	0,5	0,5	0,5
6	0,5	0,5	26,5	0,5	0,5
7	0,5	0,5	0,5	26,5	0,5
8	0,5	0,5	0,5	0,5	26,5

Tuner

Die Funktion des Tuners wird durch den Einsatz von Kapazitätsvariations-(C-Dioden) und Schaltdioden bestimmt. Dadurch kann der Tuner an thermisch günstiger Stelle untergebracht werden. UHF- und VHF-Tuner sind getrennte Baueinheiten und gemeinsam auf einer Grundplatte angeordnet. Beide Tuner sind als eine Einheit steckbar.

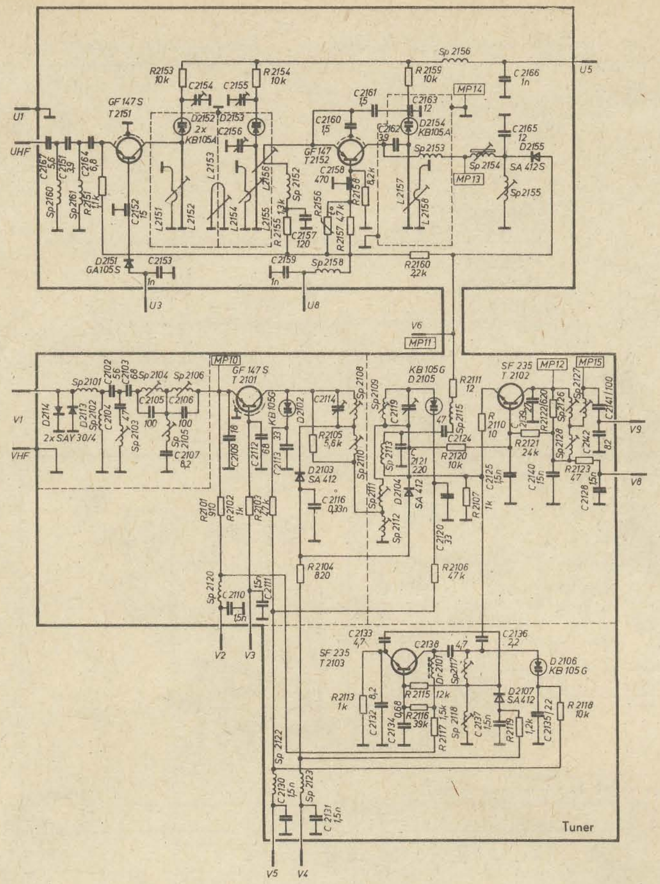


Bild 1a: Tuner

UHF-Tuner

Eine einseitig beschichtete Leiterplatte dient als Bauelementeträger und enthält die gedruckte Verdrahtung. Die UHF-Leitungskreise sind als einseitig offene Topfkreise ausgebildet und in die Leiterplatte eingelassen. Ein Gehäuse schließt die gesamte Baustufe störstrahlungssicher ab.
Verstärker und selbstschwingende Mischstufe sind jeweils mit dem Germaniumtransistor GF 147 in Basisschaltung aufgebaut. Beide Stufen sind durch ein kurzgeschlossenes $\lambda/4$-Topfkreisbandfilter gekoppelt. Primär- und Sekundärkreis werden jeweils durch die C-Dioden KB 105 A geometrisch verkürzt und mittels einer Steuerspannung abgestimmt (U 5 = 1,0...25,5 V). Dadurch werden die Kanäle 21 bis 60 erfaßt. Gleiches gilt für den Einzeltopfkreis der selbstschwingenden Mischstufe. Die Steuer- oder Abstimmspannung wird durch die IS MAA 550 stabilisiert. Die Antenneneinspeisung erfolgt über einen zweigliedrigen Hochpaß.
Der Eingang ist unsymmetrisch bei einem Eingangswiderstand von 75 Ω (U 1). Über U 3 erfolgt eine Aufwärtsregelung der Verstärkerstufe um 24 bis 31 dB. Die Diode im Gleichstromweg der Vorstufe verhindert deren umgekehrten Betrieb, der bei UHF-Betrieb eintreten könnte; hier fehlt U 8, die Regelspannung U 3 bleibt jedoch wirksam. Sie würde ohne Diode als herabgesetzte Betriebsspannung die selbstschwingende Mischstufe in Betrieb halten und damit Störungen hervorrufen.
Der Thermistor im Basisspannungsteiler der selbstschwingenden Mischstufe läßt bei steigender Umgebungstemperatur die Kollektor-Basisspannung ansteigen. Dies führt zur Verringerung der Transistorausgangskapazität, womit die temperaturbedingte Kapazitätszunahme der Abstimmdiode kompensiert wird.
Der ZF-Ausgang des UHF-Tuners ist über ein Netzwerk und insbesondere eine Schaltdiode mit dem Eingang der Mischstufe des VHF-Tuners verbunden. Sie arbeitet bei UHF-Empfang als ZF-Verstärker und gleicht den Verstärkungsunterschied beider Tuner nahezu aus. Bei UHF-Betrieb wird die Schaltdiode mit der Betriebsspannung U 8 durchgeschaltet.

VHF-Tuner

Der mechanische Aufbau des VHF-Tuners auf einer gleichgroßen Leiterplatte ist dem UHF-Tuner analog, jedoch sind die Abstimmkreise in LC-Technik aufgebaut.
In der Vorstufe wird der Germaniumtransistor GF 147 S in Basisschaltung eingesetzt. Vor- und Mischstufe sind durch ein induktiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter verbunden. Die Abstimmung von Primär- und Sekundärkreis erfolgt

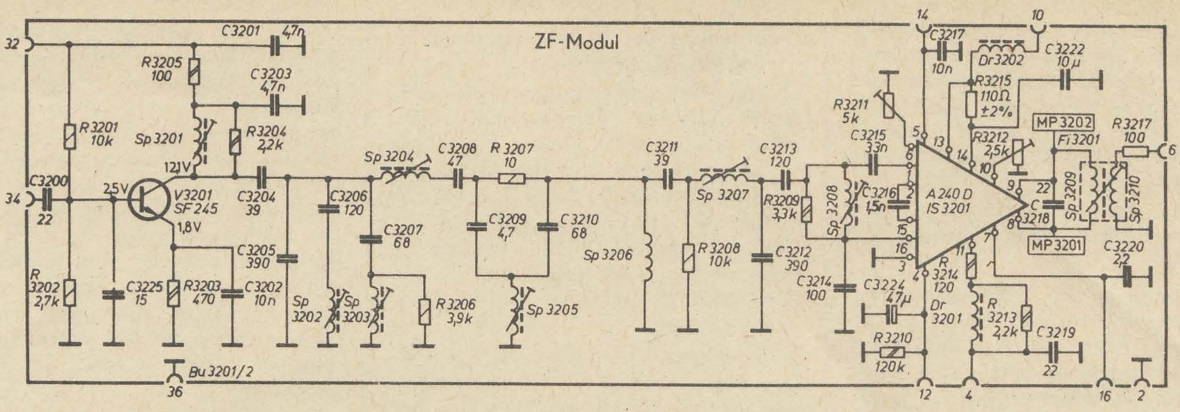
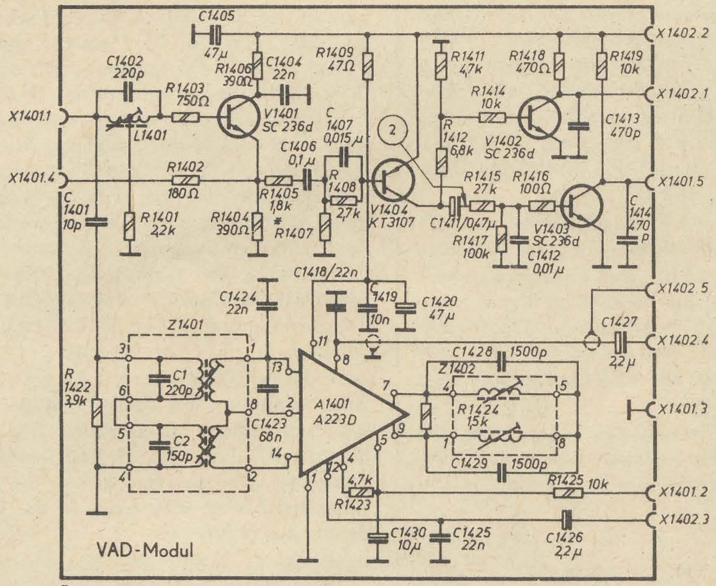
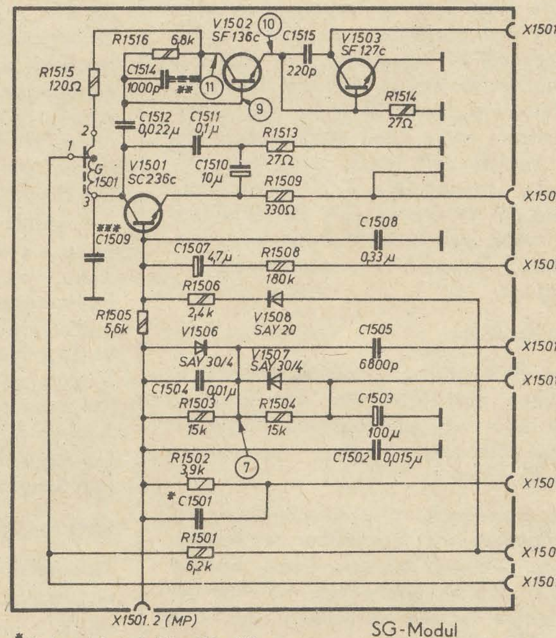


Bild 1b: ZF-Modul



*Wert je nach Bedarf 1,5 M, 1M, 2,2 M

Bild 1c: VAD-Modul

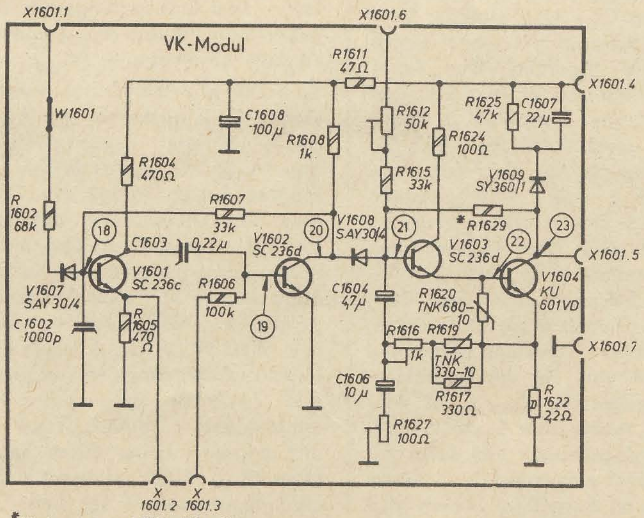


*Wert nach Bedarf 100p; 220p; 470p

**Einsatz nach Bedarf

***Wert nach Bedarf 220p; 470p; 100p

Bild 1d: NF-Modul



*Wert nach Bedarf 150k; 100k; 180k

Bild 1e: VK-Modul

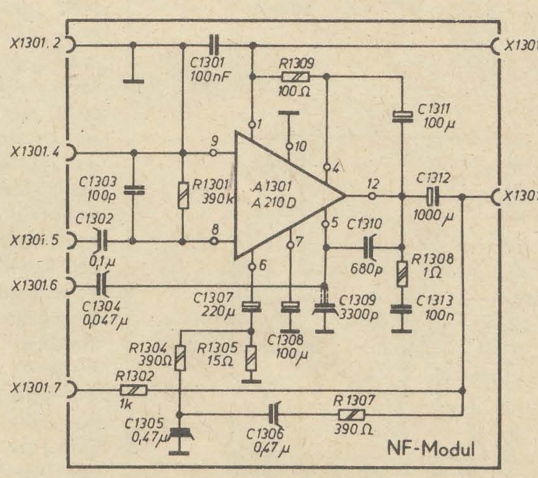


Bild 1f: SG-Modul

auch hier mit C-Dioden durch regelbare Abstimmspannung (V 5 = 1,5...25,5 V). Gleiches gilt für den Oszillatorabstimmkreis. Die Induktivitäten für die Bänder I und III sind in Reihe geschaltet, wobei die für Band I masseseitiges Potential haben. Sie werden bei Band-III-Betrieb durch die Schaltdioden SA 301 A bei Anliegen der Schaltspannung V 4 = 10,5 V kurzgeschlossen (Band I V 4 = —10 V).

Der Vorstufe ist ein Eingangsfilter mit einem unsymmetrischen Eingang von 75 Ω vorgeschaltet, das das UKW-Band sowie die Frequenzen ober- und unterhalb Band I/III entsprechend den geforderten Bedingungen stark bedämpft. Die Aufwärtsregelung erfolgt über V 3 mit einem Regelumfang im Band I ≧ 10 dB, im Band III ≧ 15 dB.

Die Antiparallelschaltung der Dioden am Eingang dient dem Überspannungsschutz. Ein Teil des Netzwerkes zwischen UHF-Tunerausgang und VHF-Mischstufe dient auch zur Kopplung zwischen dem VHF-Bandfilter und dem VHF-Mischer bei VHF-Empfang. Die Auskopplung der ZF erfolgt über V 9. Die VHF-Mischstufe bzw. ZF-Stufe bei UHF-Empfang ist in allen Betriebsarten eingeschaltet und erhält eine feste Betriebsspannung über V 8. Die Auskopplung der ZF erfolgt über ein Bandfilternetzwerk, das beim Wechsel von Tuner oder ZF-Baustein keinen Nachgleich erfordert.

ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker ist als steckbare Baugruppe ausgeführt und fast identisch mit dem in den Geräten des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt verwendeten ZF-Verstärkers.

Der Vorwiderstand vor der Speisung des Schaltkreises ist gegenüber der Ausführung geringer, da das Gerät, bedingt durch den Batteriebetrieb, mit einer geringeren Schienenspannung betrieben wird (R_{3215} = 100 Ω).

Spannungen und Ströme an der IS_{3201} (ZF-Modul)

gemessen ohne Signal

U_8	12,5 V	I_8	60 mA
U_{10}	0,4 V	I_{13}	20 mA
U_{11}	4,0 V	I_{14}	40 mA
U_{13}	12,5 V		
U_{14}	6,0 V		

Bild 2: Sollwert-Toleranzschema des Bild-ZF-Verstärkers

Prüfungen an HF- und ZF-Teil

– Einstellung der Video-Ausgangsspannung am ZF-Verstärker

An dem Antenneneingang ist ein standardmoduliertes Fernsehsignal (TGL 8838) von etwa 1 mV eines beliebigen Kanals anzulegen und der Empfänger abzustimmen. Der Einsteller R_{3212} des ZF-Verstärkers wird so eingestellt, daß am Anschluß 1 des VAD-Moduls ein BAS-Signal von U_{SS} = 3 V ± 5 % anliegt. Die Form des BAS-Signals ist oszillografisch zu überprüfen.

– Einstellung der Schwarzpegelhaltung

Der Einsteller R_{1022} ist so einzustellen, daß an der Katode der Bildröhre der Schwarzpegel bei Änderung des Kontrasteinstellers nahezu konstant bleibt. Der Helligkeitssteller ist dazu auf Minimum zu bringen. Bei maximal eingestelltem Kontrast muß an der Katode der Bildröhre ein BAS-Signal von U_{SS} ≧ 40 V anliegen.

– Einstellung der Tunerregelspannung

An den Antenneneingang ist ein standardmoduliertes Fernsehsignal (VHF-Bereich) anzulegen. Der Einsatz der verzögerten Regelspannung am Anschluß 14 des ZF-Verstärkers soll bei einem HF-Signal von etwa 1,5 mV erfolgen. Die Einstellung erfolgt mit R_{3211} des ZF-Verstärkers.

– Kontrolle der Empfindlichkeit

Es ist ein standardmoduliertes Fernsehsignal von 50 μV auf einem störungsfreien Kanal im Band III an die Antennenbuchse zu legen und der Empfänger abzustimmen. Am Anschluß 1 des VA-Moduls muß ein BAS-Signal von U_{SS} ≧ 2 V anliegen.

– Nach Austausch des Tuners sind die Eckfrequenzen auf den drei verschiedenen Schalterstellungen zu prüfen.

VAD-Modul

Videoverstärker

Der Videoverstärker besteht aus einer Vorstufe und einer Endstufe und ist bis zur Bildröhrenkatode durchgehend galvanisch gekoppelt, so daß der Schwarzwert mit übertragen wird.

Die Vorstufe befindet sich auf dem VAD-Modul (V_{1401}) und arbeitet als Emitterfolger. Über L_{1008} Anschluß X 1401.1 am VAD-Modul und dem 5,5-MHz-Sperrkreis C_{1402}/L_{1401} wird der Vorstufe das BAS-Signal mit einem Pegel von U_{SS} = 3 V zugeführt. Der Pegel kann mit R_{3212} auf dem ZF-Modul eingestellt werden. Am Anschluß X 1401.4 stehen dann etwa 2,7 V (SS) BAS-Signal zur Verfügung, das über den Kontraststeller R_{302} der Videoendstufe (V_{1003}), die als Emitterverstärker arbeitet, zugeführt wird. Der Regelumfang des Kontraststellers ist ≧ 9 dB. Die Videoendstufe befindet sich auf dem Grundchassis. Die für diese Stufe erforderliche hohe Schienenspannung (≈ 96 V) wird von der Horizontalablenkstufe bereitgestellt (V_{1005}, C_{1006}). Mit R_{1021} wird ein zusätzlicher Strom in den Emitterzweig eingekoppelt und der richtige Arbeitspunkt eingestellt. L_{1010} sowie die Kombination R_{1030}/C_{1027} dienen zur Frequenzgangkorrektur. Die Kombination C_{1028}/V_{1002} ermöglicht eine Strahlstrombegrenzung und gleichzeitig die Übertragung des Schwarzwertes bei normaler Kontrast- und Helligkeitseinstellung. Erst wenn der durch den Strahlstrom bedingte Spannungsabfall am R_{701} dazu führt, daß an der Katode von V_{1002} die Spannung positiver als an der Anode ist, kommt es zu einer Pegelverschiebung in Richtung schwarz, und der Strahlstrom steigt nur noch wenig an. Der Schwarzwert wird am Kollektor von V_{1003} oder an der Katode der Bildröhre (geringster Strahlstrom) mit R_{1022} so eingestellt, daß bei vollem und geringstem Kontrast der Schwarzwert gleich ist.

DF-Verstärker

Durch den Einsatz der integrierten Schaltung A 223 D ist die DF-Stufe in der Lage, die ihr jeweils angebotene Frequenz nach CCIR-Norm (5,5 MHz) oder OIRT-Norm (6,5 MHz) zu verarbeiten. Zur Realisierung dieser Eigenschaft sind vor dem Schaltkreis zwei in Reihe geschaltete Einzelkreise angeordnet, die auf die jeweilige DF-Frequenz abgestimmt sind. Die Frequenz wird in der IS verstärkt, begrenzt und demoduliert. Letzteres geschieht in einer Koinzidenzschaltung, zu deren Funktion an den Anschlüssen 7 und 9 die Phasenschieberkreise für 5,5 MHz und 6,5 MHz in Reihe geschaltet sind. Die NF wird am Anschluß 8 entnommen. C_{1418} dient zur Deemphasis. Die Auskopplung der NF sowie die Verblockung des Gleichspannungswertes am Anschluß 8 geschieht mit C_{1427}.

Die Lautstärkeregelung erfolgt mit Gleichspannung am Anschluß 4/5 über R_{1425} und einem 10-kΩ-Steller am Bedienteil. Am Anschluß 12 steht eine ungeregelte NF zur Verfügung, die zur Tonaufzeichnung über C_{1426} an die Diodenbuchse geführt ist.

Anschluß 11 erhält die Betriebsspannung über R_{1409}; nochmals verblockt zur Fernhaltung von Störungen, die durch die Kippstufen verursacht werden.

Amplitudensieb

Das Amplitudensieb ist mit diskreten Bauelementen aufgebaut und befindet sich auf dem VAD-Modul. Es ist einstufig (V_{1404}) mit je einer nachfolgenden Trenn- und Entkopplungsstufe für Vertikalsynchronimpulse (V_{1403}) und für Horizontalsynchronimpulse (V_{1402}).

Vom Emitteranschluß der ersten Videostufe (V_{1401}) wird über ein Kopplungsglied mit zwei Zeitkonstanten (C_{1406}, R_{1407}; C_{1407}, R_{1408}) das BAS-Signal dem Amplitudensieb zugeführt. Dadurch wird die Beeinflussung der Impulsabtrennung durch Rauschen und Störimpulse geringgehalten. Am Kollektor der Stufe stehen 10 V (SS) Synchronimpulsgemisch zur Verfügung. Mit einem Integrierglied (R_{1415}, C_{1412}) werden die Horizontalsynchronimpulse ausgesiebt und die Vertikalsynchronimpulse in den nachfolgenden Stufen (V_{1403}) verstärkt und begrenzt. Über einen Spannungsteiler (R_{1411}, R_{1412}) werden 5 V (SS) Synchronimpulsgemisch der Trenn- und Begrenzerstufe (V_{1402}) zugeführt und nochmals verstärkt und begrenzt. Der Aus-

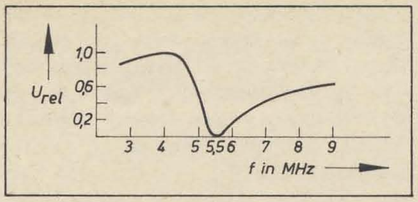


Bild 3: Kurve Video-Sperrkreis (L_{1401})

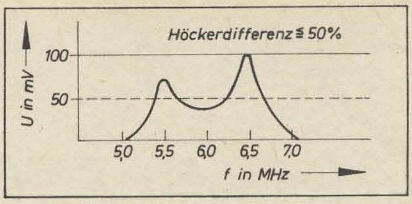


Bild 4: Kurve DF-Eingangskreise (Z_{1401})

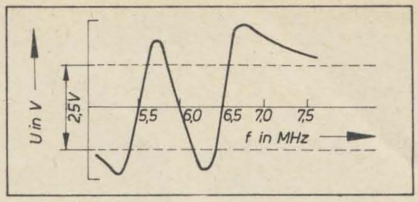


Bild 5: Kurve Phasenschieberkreise (Z_{1402})

gangspegel für die negativen Synchronimpulse beträgt 10 V (SS).

Prüfungen am VAD-Modul

Die Ausgangssignale werden mit einem Oszillografen gemessen.

Am Videoausgang X 1401.4 muß das negative Signal 2,6 V (SS) betragen.

– Prüfung des Amplitudensiebes

Am Ausgang X 1402.1 muß der negative Zeilenimpuls 10 V (SS) betragen. Zwischen den Synchronimpulsen darf kein Bildinhalt erkennbar sein.

– Prüfung des Videokreises

Am Videoausgang X 1401.4 wird ein Diodentastkopf angeschlossen. Mit dem Abgleichkern der Spule L_{1401} (AP 1) bei 5,5 MHz auf Minimum abgleichen. Die Dämpfung bei 5,5 MHz soll bezogen auf die Amplitude bei 500 kHz ≧ 20 dB betragen.

– Prüfung der DF-Eingangskreise

Am Anschluß 14 des A_{1401} Diodentastkopf anschließen. Mit dem Abgleichkern der Spule Z_{1401} (AP 2) Maximum bei 6,5 MHz abgleichen. Mit dem Abgleichkern der Spule Z_{1401} (AP 3) Maximum bei 5,5 MHz abgleichen. Bandbreite ≧ 200 kHz.

– Prüfung der Phasenschieberkreise

Direkteingang des Sichtgerätes mit Anschluß X 1402.4 verbinden. Eingangssignal soweit verringern, daß die Kurve noch völlig ausgeschrieben ist (in Begrenzung). Mit dem Abgleichkern der Spule Z_{1402} (AP 4) Nulldurchgang bei 5,5 MHz einstellen. Mit dem Abgleichkern der Spule Z_{1402} (AP 5) Nulldurchgang bei 6,5 MHz einstellen.

– Prüfung des ungeregelten NF-Ausganges

Am Anschluß X 1402.3 muß nach dem Abgleich die gleiche Kurve erscheinen wie an X 1402.4.

– Prüfung der Lautstärkeregelung

Wird durch Drehen des Stellers der Anschluß X 1401.2 an Masse gelegt, muß die Kurve an X 1402.4 verschwinden.

Spannungswerte VAD-Modul

V_{1401}	E	2,9 V	B	3,6 V	C	7,6 V
V_{1402}	E	0 V	B	0,3 V	C	9,2 V
V_{1403}	E	0 V	B	0,17 V	C	10,5 V
V_{1404}	E	10,6 V	B	11,3 V	C	1,6 V

A 1401 1 = 0 V; 2 = 1,8 V; 3 –; 4 = 4,6 V; 5 = 3,3 V; 6 = 0; 7 = 2,7 V; 8 = 3,7 V; 9 = 2,7 V; 10 = 0; 11 = 10,1 V; 12 = 5,5 V; 13 = 1,8 V; 14 = 1,8 V.

NF-Modul

Der NF-Modul ermöglicht eine Sinus-Ausgangsleistung von maximal 1 W an 8 Ω Last und bei einem Klirrfaktor von 5 %.

Die Außenbeschaltung des Schaltkreises dient zur Brummunterdrückung, verhindert Schwingungen und erlaubt eine volle Aussteuerung des Schaltkreises. Der vom IS-Anschluß 8 gegen Masse benötigte Basisspannungsableiter ist verhältnismäßig hochohmig, da der NF-Modul auch in Rundfunkgeräten einsetzbar ist (TA-Eingang).

Zur Anpassung an den hohen Pegel vom DF-Modul ist ein Spannungsteiler eingesetzt. Zwischen den IS-Anschlüssen 6 und 12 befindet sich das Klangregelnetzwerk, das als frequenzabhängige Gegenkopplung wirkt. Durch einen zusätzlichen Kondensator zwischen den Modulausgängen 6 und 7 werden die Frequenzen oberhalb 14 kHz stark bedämpft, um die Zeilenfrequenzstörungen zu vermindern. Dadurch wird die Höhenanhebung bis 10 kHz kaum beeinflußt.

Als Lautsprecher wird ein Ovallautsprecher verwendet. Das Gerät hat einen Kopfhörerausgang. Der Lautsprecher ist bei Kopfhörerbetrieb wahlweise abschaltbar.

Spannungswerte NF-Modul

A 1301 1 = 10,6 V; 2 = 0; 3 = 0; 4 = 10,4 V; 5 = 0,7 V; 6 = 1,3 V; 7 = 5,4 V; 8 = 0; 9 = 0; 10 = 0; 11 = –; 12 = 5,4 V.

VK-Modul

Für die Vertikalablenkung wird als Generator ein Multivibrator, bestehend aus den Transistoren V_{1601} und V_{1602} eingesetzt. Dieser Multivibrator erzeugt negative Impulse von etwa 1 ms Dauer und 10 V (SS). Mit dem Steller R_{1067} läßt sich die Eigenfrequenz des Generators auf die Sollfrequenz von 50 Hz einstellen.

Über die Diode V_{1607} wird der Multivibrator mit negativen Synchronimpulsen synchronisiert.

Der zur Ansteuerung der Treiberstufe V_{1603} erforderliche Sägezahn wird durch Aufladen der Kondensatoren C_{1604} und C_{1606} über die Widerstände R_{1612} und R_{1615} erzeugt. Die Ladespannung wird dem Horizontalausgangstransformator entnommen. Dies ist notwendig, um bei Änderung des Strahlstromes eine Änderung der Rasterabmessung weitgehend zu kompensieren.

Mit R_{1612} läßt sich die Amplitude einstellen. Die Aufladung wird durch die vom Generator erzeugten negativen Impulse über die Diode V_{1608} im Rhythmus von 50 Hz abgebaut. Somit steht an der Basis des Treibertransistors V_{1603} eine Sägezahnspannung mit der Frequenz von 50 Hz. Der Emitter des Treibertransistors ist galvanisch mit der Basis des Endstufentransistors V_{1604} verbunden und steuert somit direkt den Basisstrom der Endstufe.

Einstellungen am VK-Modul

Die Einstellung der Sollfrequenz (50 Hz) erfolgt mit R_{1067}. Mit dem Einsteller R_{1616} sind die Linearität in Bildmitte zum unteren Bildrand und mit R_{1627} die Linearität am oberen Bildrand einzustellen.

Die Einstellung der Bildgröße mit R_{1612} und die der Linearität sind wechselweise zu wiederholen, bis die Linearität in den zulässigen Grenzen liegt.

Zur Korrektur des Tangensfehlers dient R_{1629}, dessen Wert zur Optimierung veränderbar ist. Bei zu großen Randkaros ist der Widerstand zu verkleinern, bei zu kleinen Randkaros ist er zu vergrößern. Einsetzbare Werte sind: 100 kΩ, 150 kΩ, 180 kΩ. Im Bedarfsfall kann der Widerstand auch entfallen.

Spannungswerte VK-Modul

V_{1601}	E	3 V	B	4 V	C	4,5 V
V_{1602}	E	0	B	–1,5 V	C	7,5 V
V_{1603}	E	1,2 V	B	1,5 V	C	10 V
V_{1604}	E	0,5 V	B	1,2 V	C	8,8 V.

SG-Modul

Horizontalgenerator und Phasenvergleich

Durch den unsymmetrischen Phasenvergleich wird eine Regelspannung an die Basis von V_{1501} gelegt. Die Erzeugung erfolgt durch Tastung des an C_{1502} geformten Sägezahnimpulses. Der angelegte Zeilensynchronimpuls von 10 V (SS) tastet die Dioden V_{1504} und V_{1506}. Dadurch wird die Rückflanke des Sägezahnimpulses getastet. Je nach Frequenzabweichung entsteht ein Regelspannungsmittelwert, der z. B. bei zu hoher Frequenz eine Regelspannung 2,2 V zur Folge hat. Diese Spannung hat an der Basis von V_{1501} eine größere induktive Reaktanz und damit eine Herabsetzung der Frequenz des Generators zur Folge.

Das Siebglied C_{1507}, R_{1507} dient zur Glättung der in der Bildaustastlücke gesendeten Zeilensynchronsignale doppelter Frequenz.

C_{1508} vermindert den Einfluß von Rausch- und Störsignalen auf die Regelspannung. Zum Schutz des Zeilenendstufentransistors bei starker negativer Frequenzabweichung wird über V_{1508} und R_{1506} ein Frequenzanschlag an V_{1501} wirksam.

Der Generator arbeitet als induktive Dreipunktschaltung in Emitterfolge für die Treiberstufe V_{1503}. Die Oszillatorspule hat auf Grund des in das Tastverhältnis eingehenden Kopplungsgrades eine Kammeraufteilung.

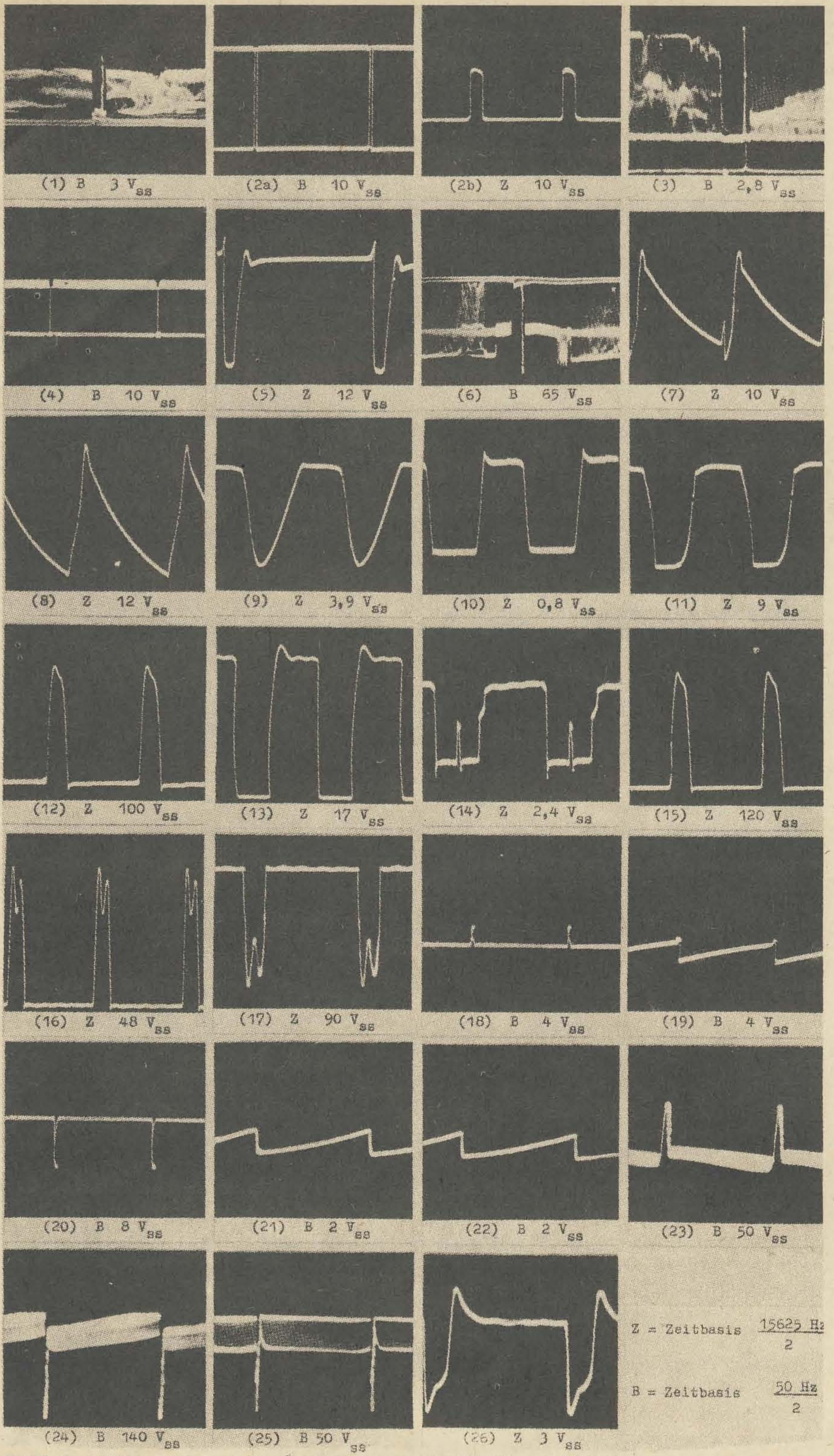


Bild 6: Impulsdiagramme zum Stromlaufplan combi-vision RF 3301 bzw. RF 3311

Prüfungen am SG-Modul

– Einstellung des Fangbereiches

Bei anliegendem Signal ist die Synchronisation zu kontrollieren. Sollte der Fangbereich nicht gewährleistet sein, ist in Mittelstellung von R_{1041} mit der Spule G_{1501} eine Korrektur der Symmetrie vorzunehmen. Wenn trotz Symmetrie des Fangbereiches an den Bildrändern der Zeilenrücklauf noch sichtbar wird, ist C_{1501} in den Kapazitätswerten 0, 100 pF, 220 pF oder 470 pF zu variieren. Dabei soll sich R_{1041} in Mittelstellung befinden.

– Prüfung der Schwingsicherheit

Nach Auswechseln von V_{1502} ist der Zeilenfrequenzgenerator auf Schwingneigung zu überprüfen. Bei einer Durchstimmung der Bänder I und IV dürfen dabei ohne Signal keine störenden senkrechten Streifen im Bild sichtbar sein. Im Fehlerfall ist auf den kollektorseitigen Anschluß von C_{1514} ein Rohrkern 4 × 1 × 3 TGL 13 098 manifer 150 aufzuschieben.

– Einstellung der Ablenkeinheit

Das Ablenksystem wird soweit wie möglich auf den Konus der Bildröhre geschoben. Das System wird erst dann befestigt, wenn das Testbild in Schirmmitte lotrecht auf dem Bildschirm erscheint. Mit den Bildlagescheiben ist der Raster in die Schirmmitte zu bringen. Dabei ist erneut zu kontrollieren, daß der Zeilenrücklauf nicht sichtbar ist. Rasterverzeichnungen werden mit den Korrekturmagneten beseitigt.

– Abgleich von C_{1501}

Bei Sollfrequenz ist G_{1501} so abzugleichen, daß sich an MP 1 eine Spannung von 2,3 V ± 0,2 V einstellt.

Spannungswerte SG-Modul

V_{1501}	E	1,8 V	B	2,2 V	C	9,7 V
V_{1502}	E	0,4 V	B	0,8 V	C	6,5 V
V_{1503}	E	0	B	0,4 V	C	8,8 V

Horizontalendstufe

Die Horizontalendstufe ist für eine 31-cm-Bildröhre in 110° Ablenktechnik dimensioniert.

Auf Grund des Batteriebetriebes und der vorhandenen stabilisierten Schienenspannung von 10,7 V wird die Horizontalendstufe ohne eigene Stabilisierungsschaltung bezüglich der Hochspannung und der Horizontalamplitude mit dieser Schienenspannung betrieben. Mit der niedrigen Schienenspannung von 10,7 V kann nur eine Niedervolt-Boosterschaltung für die Horizontalendstufe angewendet werden. Durch diese Boosterschaltung wird die Schienenspannung auf 17 V transformiert, um das Ablenksystem mit 110 μH Horizontalspuleninduktivität betreiben zu können. Die gewünschte Basisstromform wird durch eine Treiberstufe mit einem Transformator erreicht, dessen Kopplung durch Verschachtelung der Sekundärwicklung mit der Primärwicklung verbessert wird. Dabei konnte auf einen geschlossenen Eisenkern verzichtet werden.

Um die erforderliche Horizontalamplitude mit tolerierenden Ablenksystemen zu erreichen, kann der Ablenkkreis außerdem beim Austausch von Zeilentransformator oder Ablenksystem an den Anschluß 9 oder 13 vom Horizontalausgangsübertrager angeschlossen werden (Anschluß durch Zinnbrücke auf der Leiterplatte).

Der Ablenkkreis ist die Reihenschaltung von Ablenksystem, Linearitätssteller L_{1011} und Kondensator C_{1060}. Mit dem Kondensator C_{1060} wird der horizontale Tangensfehler kompensiert. Die Ferritkernspule des Linearitätsstellers wird mit dem Zylindermagneten vormagnetisiert. Durch Verändern der Vormagnetisierung mit dem einstellbaren Zylindermagneten kann die optimale Linearität eingestellt werden. In geringem Maße läßt sich dabei mit Spule L_{1011} auch die Horizontalamplitude verändern.

Der Horizontalausgangsübertrager T_{1001} ist mit dem Ferritkern U 52/24 aufgebaut, wobei die Hochspannungsspule und der Grundwickel als Lagenspule ausgebildet sind. Die Hochspannungsspule ist auf den Grundwickel aufgeschoben. Beide Spulen sind mit selbstlöschendem Polyesterharz vergossen. Die Spulenkapazität und -induktivität der Hochspannungsspule und der Koppelfaktor sind auf die dritte Harmonische abgeglichen.

Wird fortgesetzt

Regelsystem zur hochkonstanten Temperaturstabilisation mit IS

Dipl.-Phys. GERHARD BORCHHARDT und
Dr. ALBRECHT ROST

Mitteilung aus der Sektion Physik der Martin-Luther-Universität Halle–Wittenberg

In einer früheren Veröffentlichung [1] war ein elektronisches Temperaturregelsystem beschrieben worden, das inzwischen auf Grund seiner hervorragenden Regeleigenschaften und vielseitigen Einsatzmöglichkeiten für die verschiedensten Aufgaben in Forschung und Praxis ein unentbehrliches Hilfsmittel geworden ist. Im folgenden wird eine neue Schaltungskonzeption in IS-Technik vorgestellt, die es trotz Beibehaltung des grundsätzlichen Funktionsschemas gestattet, auf die außerhalb des Netzteiles vorhandenen Übertrager zu verzichten, die Regeleigenschaften weiter zu verbessern und die nutzbare Heizleistung zu erhöhen.

Wirkprinzip

Das Wirkprinzip des Regelsystems soll anhand des Prinzipschaltbildes (Bild 1) beschrieben werden. Die Erfassung des Temperatur-Istwertes erfolgt mit einem Platin-Widerstandsthermometer R_ϑ, das in einer wechselstromgespeisten Wheatstone-Brücke mit dem als Sollwertgeber verwendeten Präzisionskurbelwiderstand R_N (Typ I, VEB Meßtechnik Mellenbach) verglichen wird. Die Diagonalspannung der Brücke wird mit Hilfe eines Differenzverstärkers in ein erdunsymmetrisches, der Brückenverstimmung analoges Signal umgewandelt. Dieses Signal gelangt über einen selektiven Verstärker und einen Breitbandverstärker an den Eingang des phasenempfindlichen Gleichrichters und über den logarithmischen Verstärker an das Anzeigeinstrument I_1. Die Anzeige der verstärkten Brückenausgangsspannung wird zum Phasenabgleich der Brücke mit Hilfe des veränderlichen Kondensators C benötigt. Die Wheatstone-Brücke und der phasenempfindliche Gleichrichter werden aus dem Sinusgenerator angesteuert. Zur Kontrolle des Brückenabgleiches wird die Richtspannung des phasenempfindlichen Gleichrichters mit dem Instrument I_2 angezeigt.

Mit einem Tiefpaß wird der der Brückenverstimmung analoge Gleichspannungsanteil aus dem Ausgangssignal des phasenempfindlichen Gleichrichters herausgefiltert. Dieses Signal gelangt einmal über das Potentiometer P_2 als Proportionalregleranteil an die Summierstufe und zum anderen über einen Verstärker und Begrenzer an den Eingang des Integrators. Dessen Ausgangssignal wird über das Potentiometer P_3 als Integralregleranteil ebenfalls an die Summierstufe geführt. Über P_1 kann der Summierstufe außerdem noch ein bestimmter Konstantanteil zugeführt werden. Die Potentiometer P_1 bis P_3 gestatten somit eine optimale Anpassung der Reglercharakteristik an den verwendeten Thermostaten und die jeweilige Aufgabenstellung.

Als Stellglied für den Heizstrom wird ein Leistungstransistor (T_1) verwendet. Bei Betrieb des Transistors als Proportionalregler ist die maximal erreichbare Heizleistung, bedingt durch die am Transistor auftretende Verlustleistung, auf etwa 80 W beschränkt. Um höhere Heizleistungen zu erzielen, wird daher der Transistor als Schalter betrieben. Durch eine Impulsbreitensteuerung kann der jeweils erforderliche effektive Heizstrom eingestellt werden. Diese Impulsbreitensteuerung wird durch einen Komparator realisiert, der das Ausgangssignal der Summierstufe mit der Spannung eines Dreieckspannungsgenerators vergleicht. Der Komparator liefert dann ein Ausgangssignal, wenn der Momentanwert der Dreieckspannung kleiner ist als die Ausgangsspannung der Summierstufe, d. h., am Komparatorausgang erscheinen schmale Impulse, wenn das Summensignal klein ist (kleiner effektiver Heizstrom), und breite Impulse, wenn das Summensignal groß ist (großer Heizstrom).

Zum Schutz des Thermostaten gegen Zerstörung durch Überheizen bei Thermometerbruch wurde eine elektronische Sicherung vorgesehen. Das Ausgangssignal des Differenzverstärkers wird zu diesem Zweck verstärkt und gleichgerichtet und steuert nach Überschreiten eines festgelegten Grenzwertes ein Relais, das den Heizstromkreis unterbricht. Die Betriebsspannungen der einzelnen Baugruppen und die Heizspannung werden von stabilisierten Stromversorgungsbausteinen geliefert.

Voraussetzung für die einwandfreie Funktion des Regelsystems sind eine hohe Gleichtaktunterdrückung und die Stabilität des Differenzverstärkers, da bei abgeglichener Brücke der Differenzverstärker durch ein reines Gleichtaktsignal angesteuert wird. Sein Ausgangssignal soll Null sein. Ein durch eine endliche Gleichtaktunterdrückung bedingtes Ausgangssignal muß durch eine entsprechende Brückenverstimmung kompensiert werden, die das Regelsystem durch eine bestimmte Soll-Istwert-Abweichung erzeugt. Eine z. B. als Folge einer Änderung der Raumtemperatur auftretende Änderung der Gleichtaktunterdrückung würde demnach die Regeleigenschaften des Systems erheblich beeinträchtigen.

Für die Gleichtaktunterdrückung g_D eines aus einem gegengekoppelten Operationsverstärker OV aufgebauten Differenzverstärkers (Bild 2) gilt nach [2]

$$\frac{1}{g_D} = \frac{1}{H} + \frac{1}{g_{OV}}$$

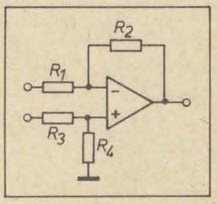


Bild 2: Operationsverstärker als Differenzverstärker (Prinzipschaltung, schematisch)

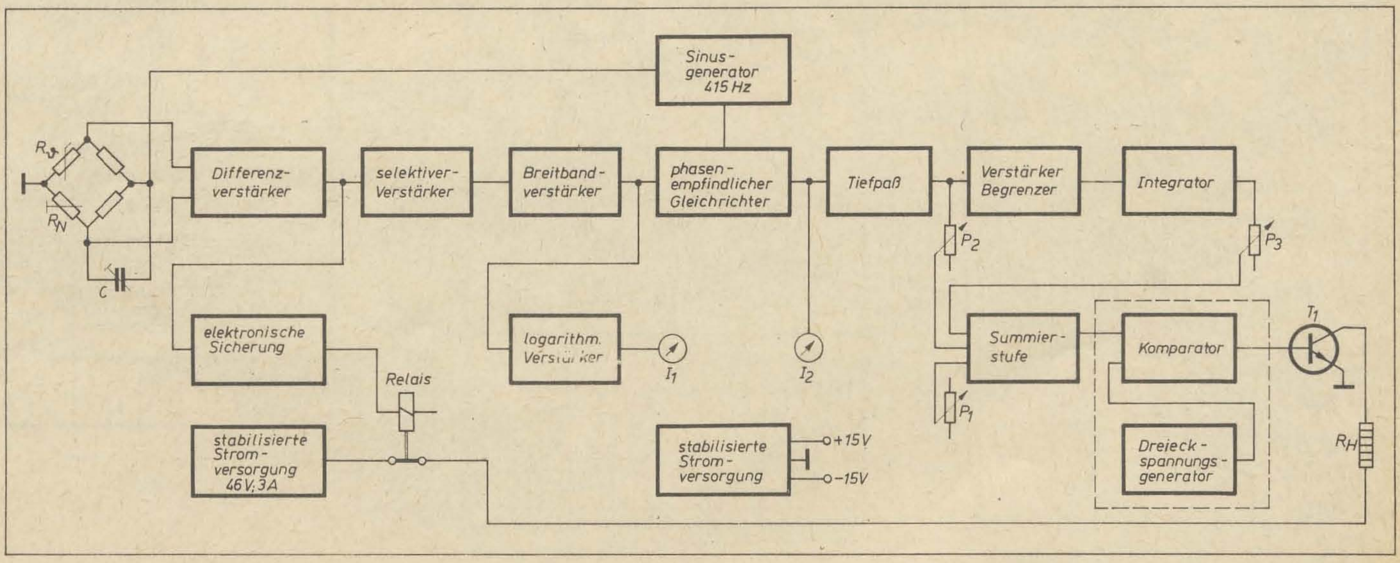


Bild 1: Blockschaltbild des Regelsystems

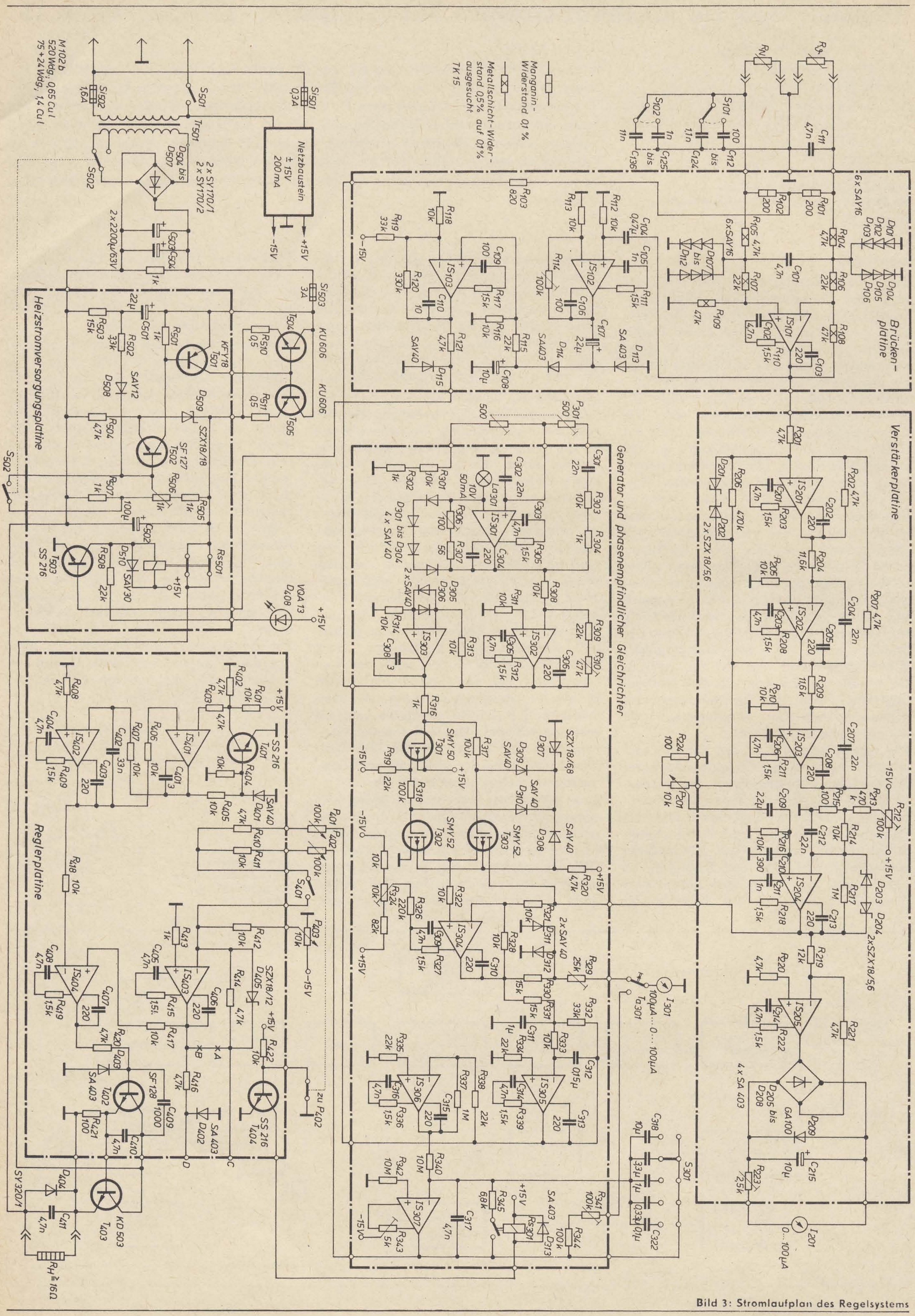


Bild 3: Stromlaufplan des Regelsystems

wobei gov die Gleichtaktunterdrückung des OV ist und H den durch die äußere Beschaltung bedingten Anteil

$$H = \frac{1+\alpha}{\frac{R_1 R_4}{R_2 R_3} - 1} \qquad \alpha = \frac{R_2}{R_1}$$

darstellt und i. allg. den wesentlichen Beitrag liefert.
Die Gleichtaktunterdrückung ist also umso größer, je besser die Dimensionierungsvorschrift $R_1/R_2 = R_3/R_4$ eingehalten wird, wobei Offsetgrößen des OV für $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$ die geringsten Einflüsse auf die Schaltung ausüben.

Schaltungsbeschreibung

Der Stromlaufplan des gesamten Regelsystems ist im Bild 3 dargestellt. Zur Stromversorgung der einzelnen Baugruppen wurde ein Standardnetzteil für ± 15 V, 200 mA verwendet. Das Reglersystem wurde in folgende fünf Baugruppen untergliedert:

Brückenplatine
Verstärkerplatine
Platine mit Generator und phasenempfindlichem Gleichrichter
Reglerplatine
Heizstromversorgung.

Brückenplatine

Diese Baugruppe enthält die Festwiderstände der Wheatstone-Brücke, den Differenzverstärker und die Thermometerbruchsicherung. Für die Festwiderstände R_{101} und R_{102} der Brücke müssen Manganin-Drahtwiderstände oder Metallschichtwiderstände mit kleinem Temperaturkoeffizienten eingesetzt werden. Die Einspeisung der Wechselspannung in die Brücke erfolgt über den Widerstand R_{103}, der die Impedanz der Brücke an den Generatorausgang (IS_{302}) anpaßt. Die Diagonalspannung der Brücke gelangt über die Schutzwiderstände R_{104}, R_{105} an den Differenzverstärker, der aus dem OV IS_{101} und den Widerständen R_{106} bis R_{109} besteht. Die Widerstände R_{104}, R_{105} schützen in Verbindung mit den Diodenkombinationen D_{101} bis D_{112} den OV vor Zerstörung im Falle eines Kurzschlusses zwischen Widerstandsthermometer und Heizung. Gleichzeitig bilden sie zusammen mit dem Kondensator C_{101} einen Tiefpaß, der das Eindringen hochfrequenter Störsignale, hervorgerufen z. B. durch den impulsmodulierten Heizstrom, in den Differenzverstärker verhindert.
Zur Realisierung einer guten Gleichtaktunterdrückung des Differenzverstärkers muß die Bedingung $R_{104} = R_{105}$, $R_{106} = R_{107}$, $R_{108} = R_{109}$ durch die Verwendung engtolerierter Metallschichtwiderstände (Klasse 0,5 %) mit kleinem Temperaturkoeffizienten (TK = 25) möglichst genau erfüllt werden. Im übrigen bestimmt, wie oben bereits beschrieben, die thermische Konstanz dieser Widerstände wesentlich die Stabilität des Regelsystems gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur.
Das Ausgangssignal des Differenzverstärkers gelangt über C_{104} an den Verstärker IS_{102}. Mit der veränderlichen Gegenkopplung R_{114} kann die Ansprechschwelle der Sicherung eingestellt werden. Das verstärkte Signal wird gleichgerichtet und über den Spannungsteiler R_{115}, R_{116} dem Komparator IS_{103} zugeführt. Dessen Schaltschwelle ist mit den Widerständen R_{118}, R_{119} fest eingestellt, während R_{120} seine Hysterese bestimmt. Die positive Ausgangsspannung des Komparators steuert über den Treiber T_{503} das Relais Rs_{501}; die Kombination R_{124}, D_{115} schützt die Basis-Emitterdiode des Treibertransistors vor der negativen Ausgangsspannung des Komparators.

Verstärkerplatine

Der mit den OV IS_{201} bis IS_{203} aufgebaute selektive Verstärker arbeitet nach dem Prinzip der Zustandsgrößensynthese und besitzt anderen bekannten Schaltungen gegenüber folgende Vorteile:

- Er enthält nur je zwei frequenzbestimmende Widerstände (R_{204}, R_{209}) und Kondensatoren (C_{204}, C_{207}).
- Die Güte des Verstärkers kann durch Verändern von R_{206} ohne Rückwirkung auf die Mittenfrequenz eingestellt werden.
- Die Schaltung ist auch bei hohen Güten relativ unempfindlich gegenüber Bauelementetoleranzen.

Die Schaltung stellt einen aktiven RC-Bandpaß zweiten Grades dar, in dem die Operationsverstärker mit – im Idealfall – unendlicher Leerlaufverstärkung angenommen werden und im Integrator- bzw. gegengekoppelten Verstärkerbetrieb arbeiten. Diese Schaltung einschließlich ihrer komplexen Übertragungsfunktion ist in [2] [3] angegeben. Mit den eingesetzten Bauelementen ergibt sich eine Güte von Q = 50 bei 100facher Verstärkung. Die Z-Dioden D_{201}, D_{202} verhindern das Auftreten von Kippschwingungen durch Einschalten der Betriebsspannung.
Die Ausgangsspannung des selektiven Verstärkers wird über die als Empfindlichkeitsregler dienende Potentiometerschaltung P_{201}, R_{224} und den zur Abtrennung des durch die Offsetspannung der OV hervorgerufenen Gleichspannungsanteiles notwendigen Kondensator C_{209} dem Breitbandverstärker zugeführt. Dieser besteht aus dem OV IS_{204}, der als nichtinvertierender Verstärker mit einer Verstärkung V = 100 betrieben wird. Die parallel zum Gegenkopplungswiderstand R_{217} liegenden Z-Dioden D_{203}, D_{204} begrenzen die Ausgangsspannung des Breitbandverstärkers auf einen Spitzenwert von etwa 7 V. Diese Begrenzung ist notwendig, damit der phasenempfindliche Gleichrichter (PG) auch bei starker Brückenverstimmung nicht übersteuert wird. Dadurch ist die richtige Funktionsweise des Regelsystems auch dann noch gewährleistet, wenn die Wheatstone-Brücke in der Phase stark verstimmt ist.
Der Kondensator C_{212} dient der Kompensation des Einflusses der Sperrschichtkapazitäten der Z-Dioden D_{203}, D_{204}, die sich sonst trotz der niedrigen Arbeitsfrequenz von 415 Hz als Phasenverschiebung störend bemerkbar machen. Zusammen mit dem Potentiometer P_{201}, R_{224} bildet der Kondensator C_{210} einen Tiefpaß zur zusätzlichen Unterdrückung von Störspitzen (s. auch R_{104}, R_{105}, C_{101}). Am invertierenden Eingang von IS_{204} wird eine Offsetspannungskompensation vorgenommen, da eine mögliche Ausgangs-Offsetspannung die Funktion des PG beeinträchtigen würde.
Das Instrument I_{201} dient der Kontrolle des Brückenabgleiches. Der Anzeigeverstärker ist mit dem OV IS_{205} bestückt und als Mittelwertgleichrichter [2] geschaltet. Durch die Diode D_{209} erhält er eine annähernd logarithmische Charakteristik. Mit R_{223} kann das Instrument I_{201} an die Gleichrichterschaltung angepaßt werden.

Platine mit Generator und phasenempfindlichem Gleichrichter

Zur Erzeugung der 415-Hz-Wechselspannung wird ein Wienbrücken-Generator mit dem OV IS_{301} verwendet, dessen Amplitude mit dem Kaltleiter L_{301} stabilisiert wird. Die frequenzbestimmenden Bauelemente sind die Widerstände R_{301}, R_{302}, $P_{301/1}$ und R_{303}, R_{304}, $P_{301/2}$ und die Kondensatoren C_{301} und C_{302}; mit P_{301} kann die Oszillatorfrequenz auf die Bandmittenfrequenz des selektiven Verstärkers abgestimmt werden. Um eine gute thermische Stabilität zu erreichen, sollten Metallschichtwiderstände und Polystyrolkondensatoren eingesetzt werden.
Im Stabilisierungszweig befinden sich parallel zu den Widerständen R_{306}, R_{307} die Dioden D_{301} bis D_{304}, die ein Aufschaukeln von Kippschwingungen im Moment des Einschaltens der Betriebsspannung verhindern. Als günstigster Arbeitspunkt hinsichtlich der Stabilität und des Klirrfaktors erwies sich eine Ausgangsspannung von etwa 1,5 V (eff), die mit R_{306} eingestellt wird. Diese Spannung wird mit IS_{302} auf etwa 5 V (eff) verstärkt und sowohl der Wheatstone-Brücke als auch dem Komparator IS_{303} zugeführt, der die sinusförmige Spannung in eine Rechteckwechselspannung zur Steuerung des PG umwandelt.
Aufbau und Dimensionierung des PG gehen auf [4] [5] zurück. Er besteht im wesentlichen aus dem Differenzverstärker IS_{304} und dem mit den Transistoren T_{302}, T_{303} bestückten elektronischen Schalter, der die Spannungsverstärkung V_u des Differenzverstärkers im Takt der Referenzspannung zwischen den Werten −1 und +1 umschaltet und so den Gleichrichtereffekt bewirkt. Dieser PG besitzt gegenüber anderen bekannten Schaltungen [5] den Vorteil, daß nur ein OV und zwei engtolerierte Widerstände benötigt werden. Allerdings muß er gleichspannungsgekoppelt aus einer Signalquelle mit sehr kleinem Innenwiderstand gespeist werden, da seine Eingangsimpedanz in den beiden Schaltzuständen sehr unterschiedlich ist. Sperrt T_{303}, so arbeitet IS_{304} als invertierender Verstärker mit $V_u = -1$, wobei $R_e = R_{321} = 10\,k\Omega$ ist. Sperrt dagegen T_{302}, und sieht man IS_{304} als idealen OV an, so ergibt sich $V_u = +1$ und $R_e = \infty$ (tatsächlich ergibt sich bei endlicher Leerlaufverstärkung ein Eingangswiderstand von $R_e = 10...100\,M\Omega$). Die Signalquelle muß dabei praktisch stets im Leerlauf betrieben werden. Der Ausgang des Breitbandverstärkers IS_{204} genügt diesen Anforderungen. Der Transistor T_{301} arbeitet als Phasenumkehrstufe für den FET-Schalter, die Dioden D_{307} bis D_{310} werden zur Erzeugung der für die Funktion des FET-Schalters notwendigen Vorspannungen benötigt. Da die Eingänge des OV IS_{304} nicht zur Offsetspannungskompensation genutzt werden können, wird diese unkonventionell am Eingang der Eingangsfrequenzkompensation (Anschluß 4) vorgenommen. Die Ausgangsspannung des PG wird über den Amplitudenbegrenzer R_{330}, D_{311}, D_{312} dem Anzeigeinstrument I_{301} zugeführt.
Zur weiteren Signalverarbeitung muß aus dem Ausgangssignal des PG, das eine pul-

sierende Gleichspannung darstellt, der bei nichtabgeglichener Phase auch noch ein Wechselspannungsanteil überlagert ist, das Gleichspannungssignal herausgefiltert werden. Zu diesem Zweck wird ein aktiver RC-Tiefpaß zweiter Ordnung [2] eingesetzt. Die Schaltung arbeitet nach dem Prinzip der Mehrfachgegenkopplung und besteht aus dem OV IS_{305} mit den Kondensatoren C_{311}, C_{312} und den Widerständen R_{331} bis R_{333}. Sie ist für eine 3-dB-Grenzfrequenz von 20 Hz ohne Überhöhung der Durchlaßkurve dimensioniert. Über das Potentiometer P_{401} wird ein Teil der Ausgangsspannung dem Summierer direkt als Proportionalanteil zugeführt.

Zur Erzeugung einer integralen Reglercharakteristik wird das Ausgangssignal des Tiefpasses außerdem über eine Begrenzerstufe (IS_{306}) dem Integrator IS_{307} zugeführt. Für die Ausgangsspannung eines Integrators (Bild 4) mit einem idealen OV gilt

$$U_a = \frac{Q}{C} = -\frac{1}{C}\int I_e dt = -\frac{1}{RC}\int U_e dt$$

Daraus folgt für die Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung

$$\frac{dU_a}{dt} = -\frac{1}{RC} U_e$$

d. h., die Änderungsgeschwindigkeit von U_a und damit auch näherungsweise der Abgleichvorgang sind proportional zur Spannung U_e. Da aber bei Annäherung an den Abgleichpunkt U_e gegen Null geht, erfolgt der Abgleich durch einen Regler mit integraler Charakteristik asymptotisch.

Durch die Begrenzerstufe IS_{306} wird für die Eingangsspannung U_e des Integrators die im Bild 5 schematisch dargestellte Übertragungskennlinie realisiert. Dadurch arbeitet der Integrator über einen weiten Bereich mit einer konstanten Eingangsspannung U_e und demnach mit konstanter Abgleichgeschwindigkeit. Erst im Intervall ΔU_e setzt das asymptotische Reglerverhalten ein. Die Größe ΔU_e wird durch die Verstärkung der Begrenzerstufe IS_{306} bestimmt. Die Intervallbreite ΔU_e und die Integrationszeitkonstante RC dürfen nicht zu klein gewählt werden, da es sonst zu Regelschwingungen kommen kann. Ihre Werte hängen von der thermischen Zeitkonstanten des verwendeten Thermostaten ab, die vor allem durch die thermische Kopplung zwischen Heizung und Istwertgeber R_ϑ bestimmt wird; sie werden am besten experimentell ermittelt. Die Anpassung an den Thermostaten erfolgt durch Umschalten der Zeitkonstanten des Integrators (S_{301} mit C_{318} bis C_{322}). Die Offsetspannungskompensation für IS_{307} (К 140 УД 8 А) kann an R_{343} vorgenommen werden. Die Ausgangsspannung des Integrators wird über das Potentiometer P_{402} als integraler Regleranteil dem Summierer zugeführt; zur Kontrolle der richtigen Arbeitsweise des Integrators kann sie über die Taste Ta_{301} auf dem Instrument I_{301} zur Anzeige gebracht werden. P_{402} ist mit einem Schalter gekoppelt, durch den das Regelsystem auf eine rein proportionale Regelcharakteristik umgeschaltet werden kann.

Reglerplatine

Die proportionale und die integrale Regelspannung gelangen über den Schalter S_{401}, mit dem der Regler abgeschaltet werden

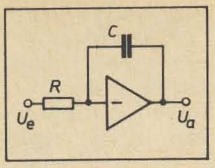


Bild 4: Operationsverstärker als Integrator (Prinzipschaltung, schematisch)

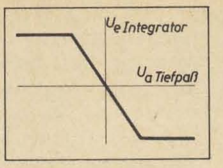


Bild 5: Zum Abgleichvorgang des Integralreglers (Übertragungskennlinie der Begrenzerstufe IS_{306}, schematisch)

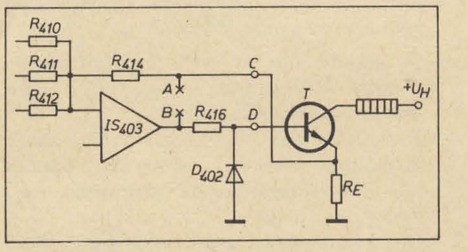


Bild 6: Schaltschema des Stelltransistors als Proportionalregler

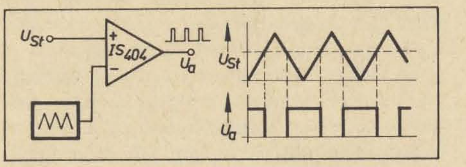


Bild 7: Zur Funktionsweise der Impulsbreitenmodulation

kann, an die als Summierer arbeitende IS_{403}. Zur Einstellung eines eventuell notwendigen konstanten Heizleistungsanteiles kann dem Summierer außerdem noch über P_{403} ein konstanter Strom zugeführt werden. Mit dem Ausgangssignal des Summierers kann direkt der Stelltransistor angesteuert werden, der dann als proportionales Stellglied arbeitet (Bild 6). Über die Anschlußpunkte C und D und den Widerstand R_E wird der Regeltransistor in den Rückkopplungskreis des Summierers mit einbezogen; dadurch kann der Einfluß der Temperaturabhängigkeit des Stelltransistors auf den Heizstrom praktisch vollständig eliminiert werden. Bei dieser Arbeitsweise ist jedoch die maximal erreichbare Heizleistung bei Verwendung eines luftgekühlten Stelltransistors mit Kühlkörper auf etwa 80 W beschränkt. Eine wesentliche Erhöhung der Heizleistung ist dagegen möglich, wenn der Stelltransistor als Schalter betrieben wird. Die Regelung des effektiven Heizstromes erfolgt dabei über eine Impulsbreitensteuerung, deren Prinzip im Bild 7 dargestellt ist. Der Komparator IS_{404} (s. auch Bild 3) vergleicht die vom Summierer gelieferte Steuerspannung mit einer Dreieckspannung konstanter Amplitude und Frequenz und liefert so lange ein Ausgangssignal, wie die Steuerspannung größer ist als der Momentanwert der Dreieckspannung. Die Breite des Ausgangssignales des Komparators vergrößert sich also proportional zur Höhe der vom Summierer gelieferten Steuerspannung. Die Ausgangsimpulse des Komparators steuern über den Transistor T_{402} den eigentlichen Stelltransistor T_{403}. Da dieser entweder im gesperrten oder im voll durchgesteuerten Bereich arbeitet, tritt an ihm auch bei großem effektivem Heizstrom nur eine relativ geringe Verlustleistung auf.

Die Anstiegs- und Abfallzeit der Heizstromimpulse muß optimal gewählt werden. Sind diese Zeiten zu kurz, können durch Übersprechen vor allem im Thermostaten Störimpulse auf den Steuerleitungen induziert werden, die die Regeleigenschaften des Systems beeinträchtigen und über Leitungen und Wechselspannungsnetz als HF-Störung im Lang- und Mittelwellenbereich abgestrahlt werden können. Zu große Anstiegs- und Abfallzeiten führen dagegen bei großen Heizströmen zu einer thermischen Überlastung des Stelltransistors im Übergangsbereich zwischen den beiden Arbeitspunkten. Mit den Kondensatoren C_{409} und C_{410} wurden die experimentell als optimal ermittelten Zeitkonstanten

$$\tau_{an} = 21\ \mu s,\ \tau_{ab} = 14\ \mu s$$

eingestellt.

Der für die Pulslängenmodulation notwendige Dreiecksspannungsgenerator besteht aus dem Integrator IS_{402} und dem Komparator IS_{401}. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators die durch R_{401}, R_{402} vorgegebene Schaltschwelle, schaltet der Komparator um. Dadurch wird der Eingangsstrom des Integrators umgepolt und die Schaltschwelle über T_{401} auf nahezu 0 V gelegt. Dadurch läuft die Integratorausgangsspannung in entgegengesetzter Richtung, bis die Schaltschwelle erneut erreicht wird und der Komparator wieder umschaltet.

Aus der Funktionsgleichung eines Integrators ergibt sich mit den Bezeichnungen aus Bild 3 für die Frequenz des Dreieckspannungsgenerators

$$f = \frac{1}{2}\,\frac{R_{401} + R_{402}}{R_{402}\,R_{407}\,C_{402}}\,\frac{U^{+}_{max}}{U_b}$$

(U^{+}_{max} = positive Ausgangsspannung des Komparators, U_b = Betriebsspannung). Der Dreieckspannungsgenerator ist für eine Frequenz von 4 kHz dimensioniert. Diese relativ hohe Frequenz wurde gewählt, um mit der Schaltfrequenz des Heizstromes möglichst weit oberhalb der Arbeitsfrequenz des PG zu liegen.

Heizstromversorgung

Das vorliegende Reglersystem ist für eine umschaltbare maximale Heizleistung von 60 W bzw. 140 W ausgelegt, was durch Umschalten der Heizspannung realisiert wird. Die Heizspannung wird durch einen elektronischen Regler stabilisiert. Die verwendete Schaltung nach [6] besitzt folgende Vorteile:

- Sie ist kurzschlußfest (die Ausgangsspannung wird bei Kurzschluß abgeschaltet).
- Sie arbeitet noch einwandfrei, wenn die Speisespannung nur etwa 1 V über der stabilisierten Ausgangsspannung liegt, dadurch ist die am Regeltransistor auftretende Verlustleistung gering.
- Es werden keine Hilfsspannungen benötigt.

Allerdings benötigt die Schaltung eine Einschalthilfe. Diese besteht aus C_{501}, D_{508}, R_{502} und R_{503}. Über C_{501}, R_{502} und D_{508} gelangt im Moment des Einschaltens ein Steuerimpuls an die Basis von T_{502}, der dadurch geöffnet wird. Damit werden aber auch T_{501} sowie T_{504} und T_{505} aufgesteuert, und die Ansteuerung von T_{502} erfolgt nun über den Spannungsteiler R_{505} bis R_{507}. Die Stabilisierung setzt ein, wenn die Aus-

gangsspannung die Z-Spannung von D_{509} überschreitet.

Mechanischer Aufbau

Das gesamte Regelsystem wurde im EGS-Einschubsystem realisiert. Die einzelnen Baugruppen wurden folgendermaßen in Einschüben zusammengefaßt:

– Brückeneinschub
– Einschub mit Verstärker, Generator und phasenempfindlichem Gleichrichter
– Reglereinschub
– Heizstromversorgung
– Betriebsspannungsversorgung.

Die hier beschriebene Systemvariante ist damit eine Grundvariante. Durch Wechseln einzelner Einschübe ist es möglich, das Reglersystem an ganz bestimmte Aufgabenstellungen optimal anzupassen, z. B. durch Ändern der Arbeitsfrequenz, der maximalen Heizleistung, der Heizspannung oder der Wheatstone-Brücke.

An der Geräterückfront wurde eine Service-Buchsenleiste vorgesehen, die eine schnelle Funktionskontrolle einzelner Baugruppen zur Fehlersuche bei Servicearbeiten gestattet.

Experimentelle Ergebnisse

Im Mustergerät wurden zunächst in der Brücke und im Differenzverstärker Metallschichtwiderstände der Klasse 0,5 mit einem Temperaturkoeffizienten TK = 50 eingesetzt. Messungen ergaben eine Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, der eine äquivalente Brückenverstimmung von 10 mΩ/K entsprach. Danach wurden in der Brücke Manganinwiderstände und im Differenzverstärker auf $\Delta R < 0{,}1\,\%$ und gleichen Temperaturkoeffizienten ausgesuchte Metallschichtwiderstände eingesetzt. Die der verbleibenden Temperaturabhängigkeit äquivalente Brückenverstimmung wurde dadurch auf einen Wert < 1 mΩ/K herabgesetzt, was etwa der Nachweisgrenze entsprach. Außerdem ergaben diese Untersuchungen, daß der Einfluß des im Differenzverstärker eingesetzten OV auf die gesamte Temperaturabhängigkeit vernachlässigt werden kann (ein Erwärmen des OV um etwa 50 K rief keine zusätzliche Brückenverstimmung hervor).

Abschließende Kontrollmessungen, bei denen sich das gesamte Regelsystem in einer Klimakammer befand, ergaben, daß Schwankungen der Umgebungstemperatur des Regelsystems eine Änderung der Thermostattemperatur von < -4 mK/K erzeugten. Dabei muß darauf hingewiesen werden, daß die erreichbare Temperaturkonstanz im Thermostaten wesentlich von seinem Aufbau und den Schwankungen der Umgebungstemperatur abhängt. Für extrem hohe Anforderungen sollte daher mindestens der Außenmantel des Thermostaten durch ein Wasserbad vorthermostatisiert werden. Die hohe zeitliche Konstanz des Regelsystems zeigte sich darin, daß bei annähernd konstanter Raumtemperatur die Temperaturschwankungen im Thermostaten über Stunden praktisch unterhalb der Nachweisgrenze (etwa ± 2 mK) blieben.

Literatur

[1] Borchhardt, G.; Rost, A.: Elektronisches Regelsystem zur hochkonstanten Temperaturstabilisation. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 9, S. 278–280
[2] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976
[3] Schindler, D.: Grundlagen linearer aktiver Netzwerke. Reihe Informationselektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1978
[4] Schommartz, G.: Phasenempfindlicher Gleichrichter mit bilateralem Schalter in CMOS-Technik. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 4, S. 264–266
[5] Altmann, R.: Phasenempfindlicher Gleichrichter als Präzisionsgleichrichter. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 765 und 766
[6] Gelder, E.; Hirschmann, W.: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Bd. 4. Berlin, München: Siemens-Aktiengesellschaft 1973

Inbetriebnahme mikrorechnergesteuerter Anlagen

Dr. GERT WINKLER

Das Ziel der Entwicklung mikrorechnergesteuerter Anlagen und Geräte ist es, mit möglichst geringem Aufwand zu einer funktionsfähigen Hardware und den diese steuernden Programmen (Software) zu kommen. In diesem Beitrag werden Baugruppen vorgestellt, die die Inbetriebnahme mikrorechnergesteuerter Anlagen ermöglichen bzw. erleichtern.

Hilfsmittel für die Entwicklung von elektronischen Geräten sind sowohl einfache Testhilfen wie Logikpegelprüfstifte als auch komplette Mikrorechnerentwicklungssysteme zur Programmassemblierung, Simulation und Echtzeittestung mit „In-Circuit-Emulation" (Testadapter), wobei der die Anlage steuernde Mikrorechner bzw. Teile desselben in das Entwicklungssystem ausgelagert werden. Eine schnelle Anlagenentwicklung (sowohl Hard- als auch Software) ist zweifelsohne mit einem Entwicklungssystem am günstigsten durchzuführen.

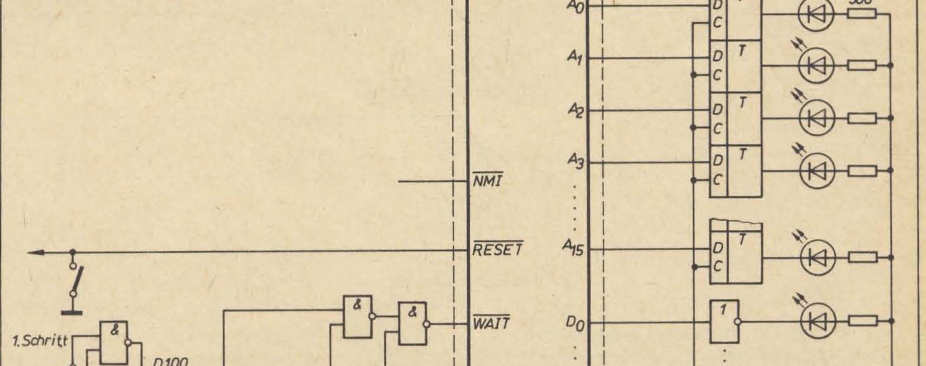
Probleme dieser Verfahrensweise ergeben sich aber aus folgenden Gesichtspunkten:

- Der hohe Preis solcher Entwicklungssysteme erfordert eine ausreichende Auslastung.
- Werden mehrere Anlagen (Geräte) parallel entwickelt, ergeben sich Probleme, wenn nur ein Entwicklungssystem zur Verfügung steht bzw. wenn die Anlagen an räumlich entfernten Punkten entwickelt werden müssen.
- Serviceleistungen mikrorechnergesteuerter Anlagen an derem Einsatzort erfordern oftmals Eingriffe in den Mikrorechner bzw. dessen Software, ein Entwicklungssystem steht dann aber in den seltensten Fällen zur Verfügung.

Der Einsatz weniger Hilfsbaugruppen gestattet es, wichtige Tests bei der Inbetriebnahme und bei der Wartung durchzuführen und somit durchaus anspruchsvolle Programme unter Echtzeitbedingungen an der Anlage zu entwickeln und zu testen. (Das Problem der Programmassemblierung und ROM-Programmierung sei hier ausgeklammert.) Die Baugruppen sind „Rechnerperipherie" und arbeiten mit einer umfangreichen Softwareunterstützung und erfordern somit einen funktionsfähigen Mikrorechner. Einfache Tests sind aber auch an diesem selbst ohne Softwareunterstützung durchführbar.

Mehrere Baugruppen wurden für den

Bild 1: Signalanzeige und Schrittbetrieb



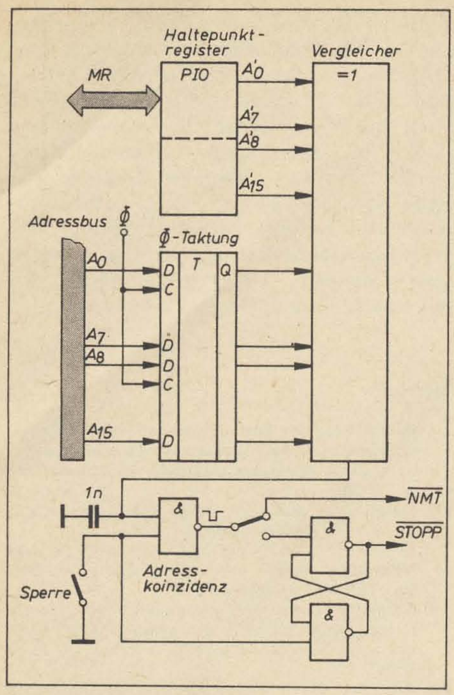


Bild 2: Haltepunktsteuerung

K 1520 geschaffen und nutzen dessen Interrupt-Struktur.

Folgende Funktionen sind gefordert:

Schrittbetrieb zur Verfolgung der Bewegung auf Adreß-, Daten- und Steuerbus mit deren Anzeige (Hardware-Schrittbetrieb)

Bild 1 zeigt die Realisierung der geforderten Funktion, die an sich nichts Neues in sich birgt. Auf zwei Besonderheiten soll aber hingewiesen werden: Die Adreßanzeige erfolgt getaktet über wahlweise schaltbare Steuersignale – dies ergibt mehr Übersichtlichkeit, wenn man aus der Adreßanzeige laufende Programme beurteilen möchte. Die Umschaltung LAUF/STOPP kann über ein TTL-Signal vorgenommen werden, um der Forderung nach Schrittbetrieb zu entsprechen.

Schrittbetrieb mit der Anzeige der internen CPU-Register (softwaregesteuerter Schrittbetrieb) sowie Setzen von mehreren Haltepunkten – d. h. Programmadressen –, ab deren Erreichen das Programm gestoppt und in einen softwaregesteuerten oder hardwaregesteuerten Schrittbetrieb übergegangen wird.

Zur Realisierung eines Schrittbetriebes mit Registeranzeige wurde die Möglichkeit, nichtmaskierte Unterbrechungen (Interrupts, NMI) auszulösen, genutzt. Sollte diese Möglichkeit nicht bestehen, müßte eine andere hochpriorisierte Interrupt-Quelle genutzt werden (z. B. Timer-Kanal 0 auf ZVE-Steckkarte, der mit TC = 1 programmiert wird).

Eine vorgebbare Adresse wird mit der tatsächlichen Adresse auf dem Adreßbus verglichen und bei Koinzidenz ein Interrupt oder aber nur ein Stopp-Signal (für Hardware-Schrittbetrieb) ausgelöst.

Bei Nutzung des softwaregesteuerten Betriebes verharrt der Rechner so lange in der NMI-Routine, bis durch Drücken der Tasten „1", „2" oder „3" einer hexadezimalen Tastatur die NMI-Routine verlassen und der nächste Stopp durch NMI vorbereitet wird.

Der oder die Haltepunkte werden durch die Tastatur in Vorbereitung des Tests im RAM abgespeichert, und der erste Haltepunkt wird in ein 16-Bit-Haltepunkt-Ausgaberegister (Parallelinterface) per Programm transportiert. Die Gleichheit wird durch Exklusiv-OR festgestellt. Dieser Impuls wird gegebenenfalls mit einem RS-Flip-Flop aufgefangen (Bild 2).

Die drei Möglichkeiten der Interrupt-Auflösung gestatten folgende Betriebsweisen (Bild 3):

Taste „1": Der bei Auftritt des Interrupts automatisch gekellerte PC-Wert wird in das Haltepunktregister transportiert, beim nächsten Befehl wird somit wieder ein Interrupt ausgelöst, es liegt also Schrittbetrieb vor.

Taste „2": Es wird der nächste der vorher abgespeicherten Haltepunkte in das Haltepunktregister transportiert, der nächste Stopp erfolgt erst bei dieser Adresse.

Taste „3": Die Haltepunktadresse bleibt unverändert, somit können Programmschlaufen kontrolliert werden. Hier wäre gegebenenfalls ein Softwarezähler angebracht, um nicht ständig einen Stopp zu erzeugen.

Die übrigen Tasten steuern die Anzeige der Register, die ja aus dem Stapelregister zugänglich sind.

Bequeme Aus- und Eingabe von Daten in frei wählbare Speicherbereiche. Somit ist auch das Eingeben von Programmen in den RAM-Bereich möglich.

Für die bequeme Dateneingabe ist eine hexadezimale Tastatur erforderlich. Außer den Tasten 0 bis F sind einige Steuertasten notwendig, so daß insgesamt 20 Tasten ausreichen, zumal per Programm die Tastenfunktionen neu definiert werden können.

Bild 4 zeigt eine Möglichkeit für den Tastaturanschluß, es werden eine halbe PIO und deren Interrupt-Steuerleitungen verwendet. Die Tasten sind im ISO-7-Bit-Kode kodiert und mit Hilfe von RS-Flip-Flops entprellt. Das vereinfacht die Software und gestattet den Anschluß eines Lochbandlesers anstelle der Tastatur. Durch die Verwendung von Interrupts bei Tastaturbedienung kön-

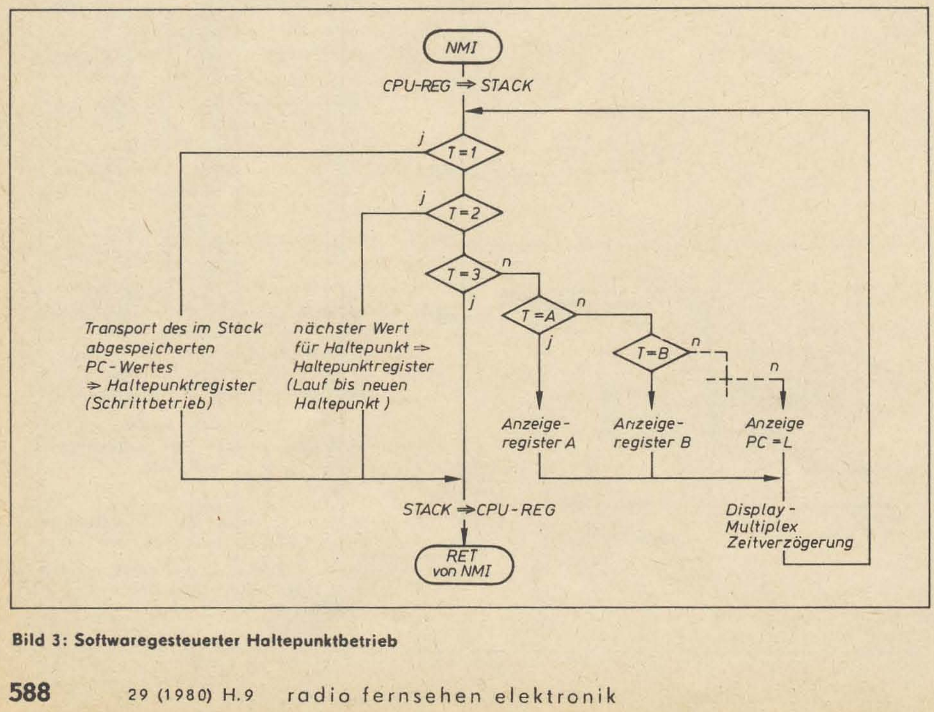


Bild 3: Softwaregesteuerter Haltepunktbetrieb

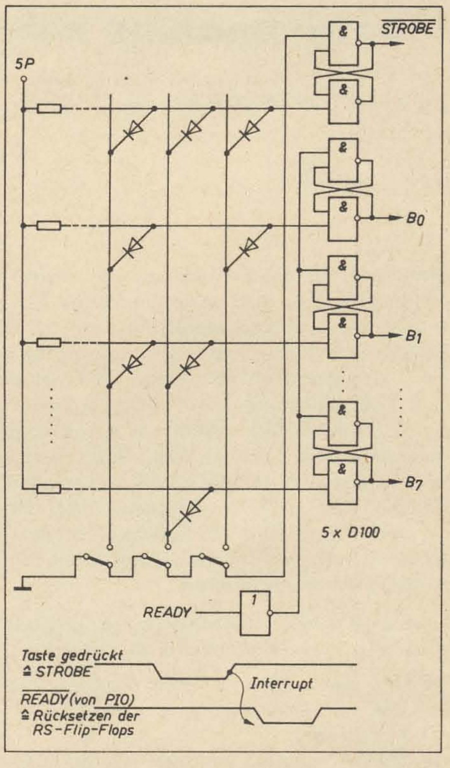


Bild 4: Tastaturanschluß an Parallel-Interface

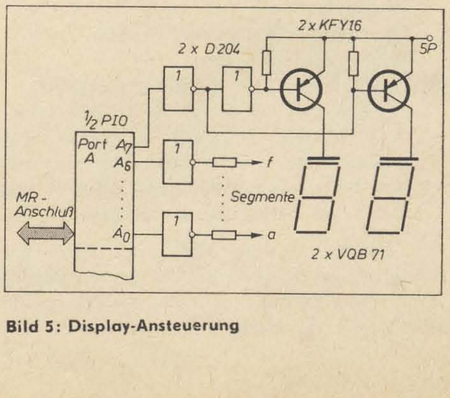


Bild 5: Display-Ansteuerung

nen gegebenenfalls auch gerade laufende Programme manipuliert werden.
Die Tasten werden in der zugehörigen Interrupt-Routine dekodiert und beim Erkennen einer Steuerfunktion das Abspeichern, Anzeigen und Programmanspringen veranlaßt – die Hexadezimaltasten dienen dann zur Adreßeingabe.
Für eine Minimalkommunikation ist ein zweistelliges Display erforderlich. Um eine begrenzte Buchstabenanzeige für die Hexadezimalziffern und einige Sonderzeichen ohne zusätzliche Kodierung zu ermöglichen, wird der Siebensegmentkode vom Rechner direkt über die zweite Hälfte der PIO, die auch der Tastatureingabe dient, ausgegeben (Bild 5). Das verbleibende achte Bit wird zum Multiplexen des Displays verwendet. Bei Adreßanzeige ist somit nur der L- oder H-Adreßteil anzeigbar, dies hat sich aber als nicht allzu nachteilig erwiesen. Für die Anzeige wird ein Zeitgeberkanal verwendet, der etwa alle 20 ms die Anzeigeroutine aufruft.
Ein zweistelliges Display hat auch den Vorteil, daß ein „Hängenbleiben" beim Multiplexen nicht zur Zerstörung der LED-Anzeigen führen kann.

Integrierung der Baugruppen in mikrorechnergesteuerte Anlagen

Die Baugruppen, Anzeige- und Bedienelemente sind in einer tragbaren Bedieneinheit angeordnet, die Verbindung mit dem Rechner erfolgt über eine Interface-Platine. Die Programme zur Steuerung der genannten Funktionen erfordern etwa 800 Bytes. Sollen Programme entwickelt werden, so empfiehlt es sich, dieses Mini-Betriebssystem über Platz 0 (RESET) aufzurufen.
Für Servicezwecke ist das Programm in einen für die Anlage günstigen Adreßbereich zu assemblieren, es wird dann über einen geeigneten Schalter aktiviert.
Der Aufruf der Anlagenprogramme kann dann über einige in den RAM-Bereich „getippte" Befehle bzw. Programmschlaufen und deren Aufruf erfolgen.

Literatur

[1] Bader, B.: Mikrorechnersystem K 1520. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 616–620

Microstripleitungen mit einer Schlitzöffnung in der Bezugsebene

In [1] wurden die Möglichkeiten zur Wellenwiderstandserhöhung von Microstripleitungen über Schlitzöffnungen in der Bezugsebene qualitativ beschrieben. Im folgenden sollen die Zusammenhänge zwischen der Gestaltung der Schlitzöffnung und den Leitungsgrößen Wellenwiderstand und effektive Dielektrizitätskonstante erläutert werden, wobei die Frequenzabhängigkeit dieser Größen in die Diskussion einbezogen wird.
Die Zusammenhänge zwischen der Gestaltung der Schlitzöffnung und den Leitungsgrößen werden anhand von Meßergebnissen aus [2] und Berechnungen aus [3] dargelegt.

Untersucht wurden quasi-planare einfache und gekoppelte Streifenleitungen, wie sie häufig in der integrierten Schaltungstechnik vorkommen. Die untersuchten Streifenleitungen haben folgende typische Abmessungen:

Dicke des Dielektrikums	$d = 0{,}64$ mm
Dielektrizitätskonstante des Isolierstoffes	$\varepsilon_r = 9{,}7$
Leiterzugbreite	$b = 0{,}6$ mm

Einzelne Microstripleitung

Bild 1 zeigt die Abhängigkeit der effektiven Dielektrizitätskonstante ε_{eff} und des Wellenwiderstandes Z_0 vom Abstand Δd der Bezugsebene in der Schlitzöffnung $s = 3{,}0$ mm. Im Grenzfall $\Delta d = 0$ mm (normale Microstripleitung) nimmt ε_{eff} einen Wert an, der sich aus $\varepsilon_r = 9{,}7$ des Isolierstoffes und der angrenzenden Luft ergibt. Im zweiten Grenzfall $d \to \infty$ (Microstripleitung mit Schlitzöffnung in der Bezugsebene) nimmt der Einfluß der angrenzenden Luft zu, und die resultierende Dielektrizitätskonstante wird kleiner als im ersten Fall.

Die Zunahme von ε_{eff} mit der Frequenz ist darauf zurückzuführen, daß das elektrische Feld zwischen Streifenleitung und Bezugsebene bei höheren Frequenzen auf einen kleineren Bereich konzentriert ist. Das Streufeld nimmt mit steigender Frequenz ab. Die veränderte Dielektrizitätskonstante geht mit $\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ in den Betrag des Wellenwiderstandes der Streifenleitung ein.

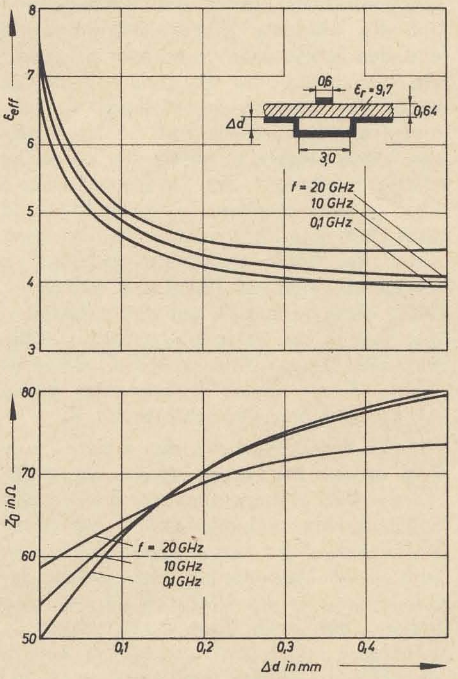


Bild 1: Einfluß des Abstandes der Bezugsebene in der Schlitzöffnung auf die effektive Dielektrizitätskonstante und den Wellenwiderstand

Aus der Zeitschrift
Nachrichtentechnik Elektronik
Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik
Heft 9 (1980)

■ **Berechnung und Entwurf von Dickschichtwiderständen**
Ausgehend von experimentell erhaltenen Widerstandsverläufen von rechteckförmigen Dickschichtwiderständen werden eine Näherungsgleichung und ein Rechnerprogramm zur Dimensionierung von Dickschichtwiderständen vorgestellt.

■ **Ein Verfahren für den rechnergestützten Entwurf der Topologie von Dickschicht-Hybridschaltungen**
Der rechnergestützte Entwurf von Dickschicht-Hybridschaltungen benutzt als mathematische Grundlage die Graphentheorie. Bei der Plazierung der Bauelemente wird das Substrat in Rechtecke zerlegt. Trassiert wird nach einem Liniensuchverfahren.

■ **Digitalisierung von Layouts für die Dickschicht-Hybridtechnologie**

■ **Kapazitive Aufgaben der Sorptionskurven von Plastwerkstoffen für die Verkappung elektronischer Bauelemente**

■ **Fehlerlokalisierung an elektronischen Schaltungen als Problem der Mustererkennung**

■ **Nichtlösbare Lichtleiterverbindungen – ein Überblick**
In einer Übersichtsdarstellung werden Verbindungen von Glaslichtleitern und die dafür möglichen Verbindungsverfahren beschrieben. Aus einem Variantenvergleich der in der Literatur angegebenen Spleißverfahren ist das Lichtbogenspleißverfahren als derzeitig günstigstes ausgewählt worden. Die einen Spleißvorgang mit Lichtbogen kennzeichnenden Parameter werden zusammengefaßt, und ein Lichtbogen-Spleißgerät wird vorgestellt.

■ **Mikrorechner-Signalerkennung bei der Entfernungsmessung mit produktstrukturierten Pseudozufallssignalen**

■ **Digitale Informationstechnik 3. Systemtheorie der Abtastvorgänge**
Basierend auf modernen Simulations- und Realisierungsmethoden hat sich die Theorie der zeitdiskreten Systeme schnell entwickelt. Dafür werden in diesem Teil die Systemeigenschaften und die Beschreibung im Zeit- oder Folgenbereich besprochen. Auf die zentrale Rolle der Systemkennzeichnung durch eine Differenzengleichung wird aufmerksam gemacht und in Arbeitsblättern werden fundamentale Ergebnisse zusammengefaßt.

■ **Oszillografische Messungen an Mikrorechnerschaltungen in Schottky-TTL-Technik**
Im Zusammenhang mit dem labormäßigen Aufbau eines schnellen Mikrorechnersystems wurde die Technik der Handverdrahtung bezüglich systemeigener Störungen untersucht. Außerdem sind spezielle Verzögerungszeiten von vorbereitet angewendeten Datenbustreibern gemessen worden. Der benutzte Meßaufbau und die Ergebnisse werden dargestellt.

■ **Steuerung einer experimentellen Vermittlungsanlage durch gekoppelte Mikrorechner**

■ **Digitale Übertragung von Fernsehsignalen auf PCM-Strecken mit 34 M bit/s**

■ **Aluminium-Metallisierung von Halbleiterbauelementen mit plasmachemischer Vorbehandlung**

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Standard-Interfaces der Meßtechnik

Reihe Meßtechnik

G. Naumann, W. Meiling, A. Stscherbina

1. Auflage, 288 Seiten, 129 Bilder, 67 Tafeln
Kunstleder 38,00 Mark
Bestellnummer 552 846 6 ______

Informationsverarbeitung

TECHNIK-WÖRTERBUCH

englisch–deutsch–französisch–russisch mit etwa 14 000 Fachbegriffen

E. Bürger

2., durchgesehene Auflage, 464 Seiten
Kunstleder 48,00 Mark
Bestellnummer 552 498 3 ______

Elektrische Kontakte

Werkstoffe, Einsatzbedingungen, Zuverlässigkeit

Reihe INFORMATIONSELEKTRONIK

H. Höft

1. Auflage, 136 Seiten, 79 Bilder, 34 Tafeln
Broschur 10,00 Mark
Bestellnummer 552 726 0 ______

Physik

Mechanik

A. Recknagel

14., bearbeitete Auflage, 388 Seiten, 373 Bilder, 4 Tafeln
Kunstleder 18,00 Mark
Bestellnummer 552 833 5 ______

Wärmelast

Reihe Luft- und Kältetechnik

K. Petzold

2., stark bearbeitete Auflage, 208 Seiten, 135 Bilder, 44 Tafeln
Pappband 24,00 Mark
Bestellnummer 552 822 0 ______

Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen

J. Vogel

2., durchgesehene Auflage 336 Seiten, 242 Bilder, 41 Tafeln
Kunstleder 22,00 Mark
Bestellnummer 552 468 4 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

______

Name, Vorname

______

Postleitzahl, Wohnort

______

Straße, Hausnummer

______

Datum, Unterschrift

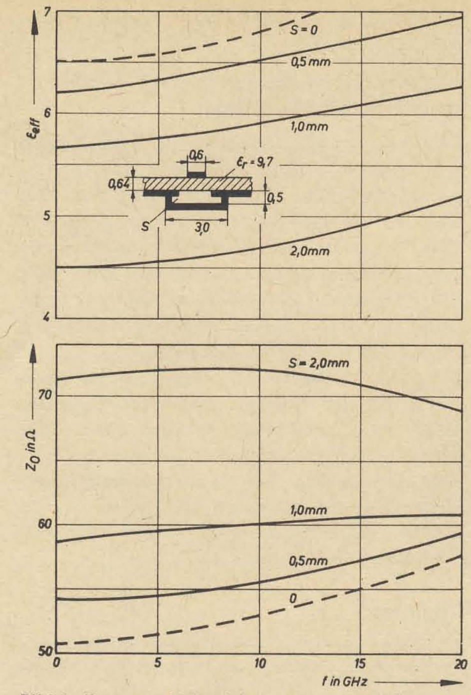


Bild 2: Frequenzabhängigkeit von ε_{eff} und Z_0 einer Microstripleitung, Parameter: Breite der Schlitzöffnung

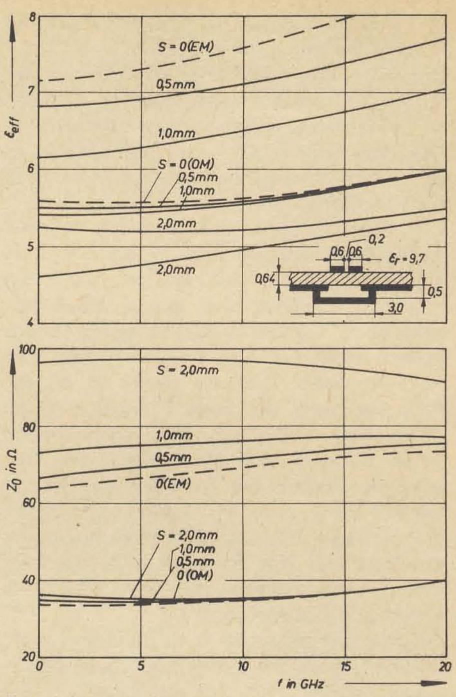


Bild 3: Frequenzabhängigkeit von ε_{eff} und Z_0 gekoppelter Microstripleitungen, Parameter: Breite der Schlitzöffnung

Diese Ergebnisse machen deutlich, daß der Wellenwiderstand über eine im Abstand veränderbare Bezugsebene in der Schlitzöffnung abstimmbar ist. Mit den geometrischen Abmessungen entsprechend Bild 1 und $\varepsilon_r = 9{,}7$ des Isolierstoffes ist der Wellenwiderstand bei $f_0 = 10$ GHz über einen Bereich von $Z_0 = 54...79\ \Omega$ durch eine Abstandsänderung von $\Delta d = 0...0{,}5$ mm veränderbar. Interessant ist auch, daß bei einem bestimmten Abstand Δd der Wellenwiderstand frequenzunabhängig ist. Das schafft die Möglichkeit, ein Koaxialkabel und eine Microstripleitung verlustarm zu koppeln.

War die Schlitzöffnung bisher konstant $s = 3{,}0$ mm, so zeigt Bild 2 bei konstantem Abstand der Bezugsebene $\Delta d = 0{,}5$ mm den Einfluß der Breite der Schlitzöffnung auf die wirksame Dielektrizitätskonstante und den Wellenwiderstand. Wie zu erwarten war, steigt das Streufeld mit breiter werdender Öffnung an, wodurch ε_{eff} abnimmt und Z_0 zunimmt. Eine Schlitzöffnung von $s = 0$ entspricht wieder der normalen Microstripleitung. Der Wellenwiderstand liegt, je nach Frequenz, zwischen 51 Ω und 58 Ω. Mit einer Schlitzöffnung $s = 2{,}0$ mm steigt der Wellenwiderstand im gleichen Frequenzbereich auf 70,5 Ω und 69,5 Ω an. Diese Veränderung ist auf den zunehmenden Einfluß der umgebenden Luft auf die wirksame Dielektrizitätskonstante zurückzuführen. Diese nimmt in bekannter Weise mit der Zunahme der Schlitzbreite ab.

Mit den Ergebnissen aus den Bildern 1 und 2 ist es über die Festlegung des Abstandes Δd der Bezugsebene und der Breite s der Schlitzöffnung möglich, einen bestimmten Wellenwiderstand festzulegen. Durch eine zusätzliche Veränderung der Breite der Streifenleitung auf Werte $< 0{,}6$ mm sind Wellenwiderstände über 150 Ω erreichbar. Außerdem lassen sich aus beiden Bildern die Toleranzeinflüsse des Fertigungsprozesses auf die Streuung des Wellenwiderstandes ablesen.

Zwei gekoppelte Microstripleitungen

Bild 3 zeigt die Frequenzabhängigkeit der effektiven Dielektrizitätskonstante und des Wellenwiderstandes beider Wellenausbreitungsmoden (EM = even mode, OM = odd mode) der TEM-Wellen. Parameter ist die Breite der Schlitzöffnung in der Bezugsebene. In Übereinstimmung mit der physikalischen Erklärung ist das Feld der OM-Wellenausbreitung auf die Spalte zwischen beiden Streifenleitungen konzentriert. Der Einfluß der Schlitzöffnung ist deshalb minimal. Im Gegensatz dazu können die Leitungsgrößen für die EM-Wellenausbreitung über die Breite der Schlitzöffnung in weiten Grenzen verändert werden. Bemerkenswert ist, daß ε_{eff} der EM-Welle sehr stark herabgesetzt werden kann, sogar bis in den Bereich von ε_{eff} der OM-Welle. Das bedeutet, daß bei gezielter Wahl der Schlitzöffnung die Phasengeschwindigkeit beider Grundwellen für eine bestimmte Frequenz gleichgemacht werden kann.

Die besprochenen Abhängigkeiten zeigen, daß Microstripleitungen mit einer Schlitzöffnung in der Bezugsebene ein ideales Bauelement zur Lösung vieler HF-technischer Probleme in der Nanosekundenimpulstechnik sind. Interessante Anwendungsbeispiele sind Microstripleitungen mit hohem Wellenwiderstand, gedruckte Induktivitäten, breitbandige Stromversorgungsleitungen und Richtkoppler mit hoher Richtdämpfung auf Leiterplatten.

G. Turinsky

Literatur

[1] Turinsky, G.: Angepaßte Wellenleitungen in Mehrebenenleiterplatten. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 500–502

[2] Delfs, H.: Versatile construction of thin-film circuits for rf-applications. NTG-Fachberichte (1977) H. 60, S. 201–206

[3] Jansen, R. H.: Microstrip lines with partially removed ground metallization, theory and applications. A.E.Ü. 32 (1978) H. 12, S. 485–492

Bandzugmeßgerät für Kompaktkassetten

Dr.-Ing. WALTER SIEGEMUND

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Die Wiedergabequalität von Kassettentonbandgeräten wird neben den gerätespezifischen Parametern und den elektroakustischen Eigenschaften des Bandes in der verwendeten Bandkassette von dessen Laufeigenschaften in der Kassette und dem Zusammenspiel Gerät – Kassette bestimmt. Besondere Bedeutung muß dabei der Bremsung des Bandes in der Kassette beigemessen werden. Zur Untersuchung der Bremsung dient ein im VEB ZRF Dresden entwickeltes Gerät, das die Reibung von Auf- und Abwickel in der Kassette mit und ohne Abwickelbremsung mißt.

Das Ausgangssignal mit den Informationen über die Reibungsverhältnisse der Kassetten soll als elektrisches Signal auf einem Anzeigeinstrument angezeigt oder wahlweise registriert werden können. Dabei soll der Betriebsfall der Kassetten möglichst genau nachgebildet werden. Grundlage bildet die TGL 24 522.

Auswirkungen der Kassettenreibmomente auf den Signalbetrieb

Werden die in TGL 24 522 festgelegten Toleranzen der Reibmomente von Kassetten nicht eingehalten, ist ein einwandfreier Spielbetrieb im Kassettentonbandgerät nicht mehr gewährleistet.
Ein zu großes Reibungsmoment im Aufwickel der Kassette führt in den meisten Fällen dazu, daß das Aufwickelmoment nicht mehr ausreicht, das Band aufzuspulen, dieses jedoch durch Tonwelle und Andruckrolle weitertransportiert wird. Dadurch bilden sich Bandschlaufen zwischen der Kontaktstelle Band – Tonwelle und dem Aufwickel, die zum sog. Bandsalat führen.
Ein zu großes Abwickelreibungsmoment der Kassette führt zu einer Erhöhung des Bandzuges zwischen Tonwelle und Abwickel. Dadurch geht die zwischen Band und Tonwelle bestehende Haftreibung in Gleitreibung über. Es entsteht entweder eine erhebliche Gleichlaufstörung durch Bandschlupf oder das Band wird überhaupt nicht mehr weitertransportiert. Beide Fehler der Kassetten sind auch nicht durch konstruktive Maßnahmen an den Abspielgeräten zu kompensieren, ohne erhebliche Qualitätseinbußen an anderer Stelle hinnehmen zu müssen.

Ursachen der Reibungsmomente

Das Gesamtreibungsmoment einer Kassette wird hauptsächlich bestimmt durch

- Befestigung des Bandes auf dem Wickelkern
  Ist das Bandende schief oder versetzt im Wickelkern befestigt, so klemmt sich das Band gegen die Gleitfolie oder zwischen Wickelkern und Gleitfolie und verursacht Schwergängigkeit des Bandwickels.
- Wickelstufung
  Ursachen für Wickelstufungen sind: keine stabile Fixierung des Aufwickels, unterschiedliche Bandführung durch das Gerät bei „Vorlauf" und durch die Kassette bei „Schneller Vor- und Rücklauf", elektrostatische Aufladungen des Bandes mit Abstoßungen einzelner Windungen voneinander. Mit zunehmendem Durchmesser des gestuften Wickels vergrößern sich auch die Reibmomente, einmal wegen des größeren Hebelarms, zum anderen wegen der erfahrungsgemäß größeren Stufenzahl.
- Bandführung in der Kassette
  An allen Umlenkstellen des Bandes, z. B. an den Bandführungselementen, treten Reibungsmomente auf, die das Gesamtreibungsmoment beeinflussen. Die Umlenkrollen reiben auf dem Lagerzapfen.
- kritische Kassettenabmessungen (Bild 1)
  Kritische Abmessungen an Kassetten, die bei zu großen Abweichungen vom Nennmaß zur Schwergängigkeit der Wickel führen, sind die Abstände von den Bezugslöchern zu den Wickelbohrungen, von der Bezugslinie aus gemessen. Durch die Bezugslöcher wird die Lage der Kassette im Kassettenfach des Abspielgerätes fixiert. Sind die Maße A und B stark unterschiedlich, führt das zum Verkanten der Kassette und zum Verklemmen der Wickel gegen das Kassettengehäuse.
- Reibung des Wickelkerns im Kassettengehäuse
  Der Wickelkern selbst reibt im Gehäuse. Das dadurch hervorgerufene Bremsmoment hängt von der Auflagefläche, der Kassettenlage und der Materialpaarung ab.
- Reibung des Bandes in der Kassette
  Maßnahmen zur Verminderung der Reibung sind: Einhaltung der Toleranzen der entsprechenden Maße an den Kassettenteilen zur Reduzierung des Axialspiels der Wickelkerne auf ein Minimum; Einhaltung der Toleranzen der entsprechenden kritischen Abmessungen; Verwendung von ladungsabführenden Gleitfolien oder von Band, das sich kaum auflädt; Verwendung von Federfolien, die die Gleitfolien mit geringer Kraft an die Wickel drücken und somit eine Stufenbildung verhindern; Verwendung eines Bandführungssystems, bei dem das Band mit speziellen Hebeln direkt am Wickel angelenkt wird (SM-System, BRG-System u. a.).

Eine weitere Methode, Wickelstufungen zu verhindern, besteht darin, sämtliche Bandführungselemente auf die Seite des Gerätes zu verlegen. Diese Methode, die beispielsweise beim Elcaset-System angewandt wird, ist bei der Kompaktkassette nicht anwendbar.

Messung der Reibungsmomente in Kassetten

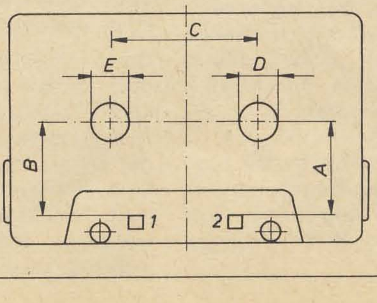
Maximal zulässige Reibungsmomente

Die TGL 24 522 legt die maximal zulässigen Reibungsmomente fest:
Das maximale Reibungsmoment des vollen Wickels in der Kassette beträgt $2 \cdot 10^{-3}$ Nm.
Das maximale Reibungsmoment beider Wickel in der Kassette, gemessen an einem fast vollen Wickel, beträgt $2{,}7 \cdot 10^{-3}$ Nm.
Bei einem zusätzlichen Bremsmoment an dem fast leeren Wickel von $0{,}8 \cdot 10^{-3}$ Nm darf das maximale Aufwickelmoment des fast vollen Wickels $5{,}5 \cdot 10^{-3}$ Nm nicht übersteigen.
Wenn in den zur Anwendung kommenden Prüfstandards kein Prüfklima festgelegt ist, ist bei 21 °C $\pm$ 3 K und einer relativen Luftfeuchte von 60 % $\pm$ 5 % zu prüfen.

Unzulänglichkeiten der Momentenangaben gemäß TGL 24 522

Die Momentenangaben der TGL 24 522 geben keine Auskunft über den zeitlichen Verlauf dieser Momente, zumal kein eindeutiges Prüfverfahren angegeben ist. So würde z. B. ein Meßverfahren, das ein mittleres Reibmoment mißt, kurzzeitige Spitzen nicht berücksichtigen. Auch ist nichts darüber ausgesagt, ob die Momente statisch oder dynamisch gemessen wurden und bei welchen Drehzahlen. Es fehlt auch eine Angabe darüber, nach welchen Betriebsarten und nach wieviel Durchläufen die Prüfung der Kassette vorgenommen werden soll.
Die fehlenden Angaben werden jedoch zur vollständigen Beschreibung der Kassettenreibmomente benötigt.

- Das mittlere Reibmoment bestimmt die Funktionstüchtigkeit bei den Betriebsarten „Schneller Vorlauf" und „Schneller Rücklauf", kurzzeitige Reibmomentspitzen werden dabei von Massenkräften überwunden.
- Kurzzeitige Reibmomentspitzen beeinflussen den Gleichlauf in der Betriebsart „Vorlauf". Sie können auch zum plötzlichen Stehenbleiben führen. Geräte mit Fühlhebelendabschaltung können vorzeitig abgeschaltet werden.
- Es ist bekannt, daß sich Kassetten in



Sollmaße nach TGL 24 522

A	27,9 ± 0,15
B	27,9 ± 0,15
C	42,5 ± 0,3
D	11,1 ± 0,2
E	11,1 ± 0,2

Bild 1: Kritische Kassettenabmessungen

ihren Laufeigenschaften mit der Zahl der Durchläufe ändern (Einschleifen, Abschleifen, Aufrauhen, Bandbiegung, Aufladung u. a.). Werte, die im Neuzustand der Kassette gemessen wurden, müssen noch nicht repräsentativ für die Laufeigenschaften bei Benutzung sein.

- Das Wechseln der Betriebsarten während eines Durchlaufes kann wegen Stufenbildung und Aufladung zur Erhöhung des mittleren Bremsmomentes und zum Auftreten von Momentenspitzen führen.

Alle Werte müssen in jeder Kassettenlage nach einem Durchlauf, bei dem Lage und Betriebsart der Kassette mehrfach entsprechend dem normalen Spielbetrieb geändert wurden, eingehalten werden.
Eine Neufassung der TGL 24 522, die diese Einflüsse berücksichtigt, ist in Vorbereitung.

Messung des Bandzuges

Da M_r (Bild 2) des Abwickels einen Bandzug von $M_r/R = F_B$ verursacht, kann umgekehrt aus einem gemessenen Bandzug bei Kenntnis des Abwickelradius auf das Bremsmoment des Abwickels geschlossen werden. Strenggenommen wird das errechnete Bremsmoment immer größer sein als das tatsächliche, da noch Reibungen des Bandes in der Kassette und an Umlenkstellen hinzukommen. Praktisch aber wirken sie sich wie eine Vergrößerung des Abwickelbremsmomentes aus und werden deshalb diesem zugerechnet.
Für das Laufverhalten des Bandes und den Schlupf Band – Tonwelle ist ohnehin die Kenntnis des Bandzuges, der unmittelbar an der Tonwelle wirkt, zweckmäßiger als die Kenntnis des Abwickelmoments, das nur mittelbar wirkt. Durch die Angabe im Standard und die einfachere Meßmöglichkeit hat sich aber die Angabe des Moments eingebürgert, zumal das Bremsmoment am Abwickel die wesentliche Ursache für den Bandzug ist.

Aufbau der Meßeinrichtung

Um bei den Messungen den Betriebsfall der Kassetten möglichst genau nachzubilden, wurde als Grundbaustein ein modifiziertes Sonett-Laufwerk verwendet, von dem sämtliche nicht benötigten Teile entfernt wurden. Es verblieben noch Antriebsteil (bestehend aus Antriebsmotor, Pese und vollständiger Schwungmasse), Kopfträgerplatte (vollständig), Wickeldorne, Rastschiene sowie Kassettenauswurfschieber zum Auslösen der eingerasteten Kopfträgerplatte am Laufwerkchassis.
Der Aufwickeldorn wird von einem Gleichstrommotor über eine Pese mit dem Übersetzungsverhältnis 4:1 angetrieben. Die zu messenden Kassetten wurden durch eine Blattfeder in ihrer Lage fixiert (Bild 3).
Der Fühlstift sitzt am Ende eines einseitig eingespannten Biegebalkens, dessen durch den Druck verursachte Durchbiegung mit beiderseitig aufgeklebten Dehnmeßstreifen über eine Auswerteeinrichtung angezeigt wird. Der Biegebalken ist so steif, daß h praktisch unverändert bleibt, die Anzeige also proportional dem Bandzug F_B ist, da b auch konstant ist (s. Bild 4).
Zum Einfahren des Fühlstiftes in die Kassette ist die Halterung des Biegebalkens in y-Richtung verschiebbar angeordnet und wird mit Hilfe von Federn in die Meßlage gebracht.

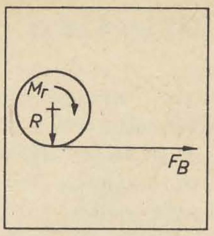


Bild 2: Zusammenhang Bandzug – Reibmoment

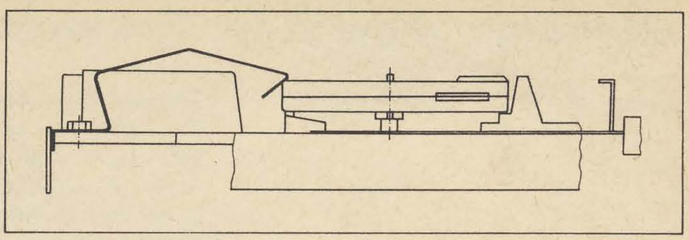


Bild 3: Lagefixierung der Kassette

Zur Registrierung der Meßergebnisse und zur Feststellung von Momentenstößen, die sich durch kurzzeitige Bandzugerhöhungen äußern, wird zusätzlich an das Auswertegerät ein Pegelschreiber angeschlossen. Für die Anzeige von Momentenstößen ist das im Auswertegerät (UM 111) eingebaute Instrument zu träge.

Kalibrierung

Zur Kalibrierung wird eine Kassette verwendet, in die seitlich ein Durchbruch eingearbeitet wurde, so daß das Band geradlinig an der eingebauten Umlenkrolle entlang in einer Schlaufe herausgezogen werden kann. Die Halterung des Fühlhebels wird zurückgezogen und die Kassette aufgelegt. Dann wird der Fühlhebel in Arbeitsstellung gebracht. Die Wickel der Kassette werden festgeklemmt und an dem aus der Kassette herausgeleiteten Band mit einer Stufung von 0,05 N gezogen.
Bei der Belastung Null wird der Nullabgleich laut Bedienungsanleitung für das Auswertegerät durchgeführt. Daraufhin wird belastet und der der Belastung entsprechende Skalenwert abgelesen. Je nach Art des Auswertegerätes wird eine Kalibrierkurve aufgenommen oder die Skale in Bandzugwerten (N) kalibriert.

Messung

Die Kassette wird bei zurückgezogenem Fühlhebel eingelegt und der Fühlhebel daraufhin in Eingriff gebracht. Bei gelockertem Wickel wird am Auswertegerät der Nullabgleich durchgeführt.
Der zur Registrierung verwendete Pegelschreiber muß die in der Tafel angegebene Einstellung besitzen.
Nach dem Nullabgleich wird die Kassette mit Betriebsdrehzahl angetrieben und der Bandzugverlauf über die Zeit registriert.

Möglichkeiten und Grenzen der Bandzugmeßeinrichtung

Mit dieser Meßeinrichtung können Bandzüge bis 0,3 N mit oder ohne eingefahrenen Kopf bei unterschiedlichen Drehzahlen in ihrem Zeitverlauf gemessen und registriert werden. Der Antrieb kann vom Aufwickel allein oder von Wickel und Tonwelle übernommen werden. Es kann also auch die Auswirkung von Bandbremsungen an den Köpfen, hervorgerufen durch Andruckfeder und Andruckfilz, untersucht werden.

Durch Verschieben des Fühlhebels kann auch der Bandzug vor und hinter dem Aufnahme-Wiedergabe-Kopf als Differenz der Anzeige gemessen werden. Die Auswertung der Diagramme läßt zwar keine unmittelbare Aussage im Sinne der Forderungen nach TGL 24 522 zu, jedoch sind die gewonnenen Erkenntnisse umfassender und praktisch besser verwendbar.

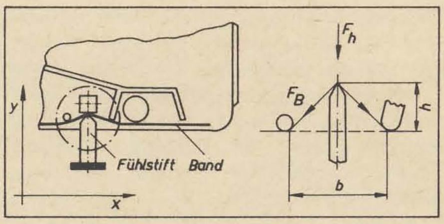


Bild 4: Fühlhebel und Bandschlaufe

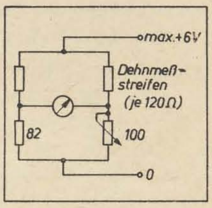


Bild 5: Einfache Auswerteschaltung ▶

Technische Parameter des Pegelschreibers

Meßpotentiometer	10...110 mV linear
Auflösung	10
Schreibgeschwindigkeit	64 mm/s
Anzeigeart	U–
Papiervorschub	3 mm/s
untere Grenzfrequenz	20 Hz

Fehler der Meßanordnung

Fehler des Anzeigegerätes UM 111: —2,5 % vom Endausschlag.
Frequenzgangfehler der Biegefeder: Bis zu einer Frequenz des Meßausschlages von 300 Hz treten keine Meßergebnisverfälschungen auf. Die Resonanzfrequenz dieser hoch abgestimmten Systeme beträgt 625 Hz.
Kalibrierfehler: Eigenfehler der definierten Kraft
(Kontaktor): 2 % vom angezeigten Wert
Fehler durch Reibung in der Kassette: 2 %.
Im Temperaturbereich von 15...25 °C tritt ein Temperaturfehler von —3 % vom angezeigten Wert auf (gleichmäßige Erwärmung vorausgesetzt). Geometrische Abweichung durch Fertigungstoleranzen der Kassettenschalen bewirken bei $b = 4{,}1 \pm 0{,}1$ mm einen Fehler von 3,5 %. Man muß also bei der Messung und Registrierung mit dieser Einrichtung mit einem Fehler von ± 10 % rechnen.
Bedingt durch die eingestellte Grenzfrequenz des Pegelschreibers werden Schwankungen mit Frequenzen bis 20 Hz richtig angezeigt. Zur Auswertung der Bandzugsmessung ist jedes Gerät geeignet, das die Verarbeitung eines von einer aktiven Halbleiterdehnmeßstreifen-Halbbrücke gelieferten Signals gestattet.
Durch Multiplikation des gemessenen Bandzuges mit dem Abwickelradius ist ein Reibmoment errechenbar, das sich mit dem nach TGL 24 522 festgelegten Wert vergleichen läßt. Bei geringen Ansprüchen an die Auflösung läßt sich das Signal (Bild 4) auch mit einer einfachen Brückenschaltung (Bild 5) auswerten.

Bandführungsmeßgerät

Dr.-Ing. HANS-WERNER NEUMANN

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Mangelhafte Bandführung in Laufwerk bzw. Kassette führt zu Pegelschwankungen und Phasenfehlern. Zur objektiven Messung und qualitativen Beurteilung des Bandlaufes wurde im VEB ZRF Dresden das im folgenden vorgestellte Bandführungsmeßgerät entwickelt.

Problemdarstellung

Die Qualität der Tonaufzeichnung und Tonwiedergabe von Kassettentonbandgeräten wird neben den Gleichlaufeigenschaften in hohem Maße von der Exaktheit und Reproduzierbarkeit des Banddurchlaufes bestimmt und dieser wiederum von den Elementen der Höhenführung und Umlenkung des Magnetbandes, die sowohl im Laufwerk als auch in der Kassette selbst vorhanden sind.
Eine schlechte Bandführung führt zu Pegelschwankungen, die bei einer Frequenz von 10 kHz, je nach Gerätetyp und verwendeter Kassette, auf Grund der Toleranzen bis zu 12 dB betragen können. Durch visuelle Beobachtung des Bandlaufes mit Hilfe einer speziellen Bandlaufkassette kann an der Andruckrolle – Tonwelle eine Bandschwankung $\geqq 30\,\mu m$ optisch erfaßt werden. Das entspricht etwa einer Bandschwankung von sechs Bogenminuten am Aufnahme-Wiedergabe-Kopf. Diese ergeben bei einer Frequenz von 10 kHz Pegelschwankungen von 5 dB bei Monoaufzeichnung. Die bei der Schiefstellung des Kopfes bzw. Bandes auftretenden Verluste D hängen von der Winkelabweichung α, von der Spurbreite b, der aufgezeichneten Frequenz f und der Bandgeschwindigkeit v ab (s. Bild 1) und berechnen sich nach der Spaltfunktion Gl. (1) [1] [2]:

$$D = 20 \lg \frac{\sin \frac{\pi b f \tan \alpha}{v}}{\frac{\pi b f \tan \alpha}{v}} \qquad (1)$$

Bei der Aufnahme und Wiedergabe von Stereosignalen tritt dabei zusätzlich ein Phasenfehler $\Delta\varphi$ zwischen beiden Kanälen auf. Die Phasendifferenz ergibt sich entsprechend Gl. (2), wobei d der Abstand von Spurmitte zu Spurmitte ist.

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ d f \sin \alpha}{v} \qquad (2)$$

Bei obigem Beispiel f = 10 kHz und sechs Bogenminuten Schiefstellung ergibt sich für Magnetbandkassettengeräte eine Phasendifferenz von 120°.
Diese Betrachtungen zeigen deutlich, daß eine ausschließlich visuelle Methode der Bandführungsbeurteilung wegen der fehlenden subjektiven Meßgröße zu Vergleichszwecken, der geringen Auflösung und letztlich auch wegen der zeitaufwendigen und umständlichen Handhabung völlig unzureichend ist.

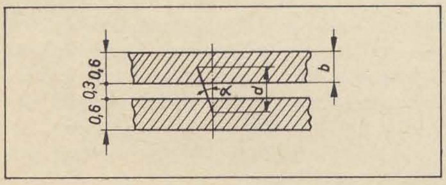


Bild 1: Darstellung zur Ermittlung der Phasendifferenz $\Delta\varphi$

Die Ursachen unzureichender Bandführung sind folgende [3]:

- Spurversatz, hervorgerufen durch Toleranzen der Breite des Magnetbandes und der Führungselemente. Er verursacht Pegelverluste bzw. Verringerung der Löschdämpfung
- Bandschrägstellung, hervorgerufen durch eine mögliche relative Schiefstellung des Spaltes zur Transportrichtung des Bandes. Diese Schrägstellung kann aber nur dann auftreten, wenn ein fehlerhafter Bandtransport vorliegt, der eine periodische Banddrift quer zur Transportrichtung hervorruft
- Schiefstellung des gesamten Systems Tonwelle – Andruckrolle
- Kreuzung der Achsen von Tonwelle und Andruckrolle
- Neigung der Achsen der Tonwelle und Andruckrolle
- fehlerhafter Stirnlauf der Andruckrolle
- Bandzugschwankungen bei fehlerhaftem Bandtransport, die im wesentlichen durch wechselnde Bremsmomente in der Kassette hervorgerufen werden.

Zur Sicherung eines guten Bandlaufes werden an alle Bandführungselemente in Laufwerk und Kassette nicht nur hohe konstruktive und materialtechnische Anforderungen gestellt, sondern sie verlangen auch im Verlauf des gesamten technologischen Prozesses sehr große Aufmerksamkeit. Auf Grund des komplizierten und von vielen Einflußgrößen abhängigen Transportmechanismus bei Kassettentonbandgeräten und Kassetten ist eine Kontrolle der Bandführungseigenschaften nur über die realen Betriebsbedingungen möglich, die sich erst durch den normalen Spielbetrieb darstellen lassen.

Bisherige Verfahren zur Bandführungsbeurteilung

Die objektive elektronische Messung des Bandlaufes und dessen Schwankungen ist bisher nicht bekannt. Die Kontrolle des Bandlaufes (dynamische Beurteilung) erfolgt üblicherweise auf optischem Wege mit Hilfe sogenannter Bandlauf-Prüfkassetten, also Kassetten, die zur besseren Einsichtnahme Ausschnitte in den Gehäuseschalen aufweisen. Ihre Anwendung ermöglicht es, grobe Bandführungsfehler an Laufwerken zu erkennen. Sie bedingt jedoch den Ausbau des Laufwerkes bzw. ist vorrangig im Produktionszyklus anwendbar. Häufig werden die Bandführungselemente nur statisch auf Einhaltung der Toleranzen mit Lehren überprüft.
Wie bereits eingangs dargelegt, führt eine Kopfschiefstellung zu Pegelverlusten bzw. schlechter Bandlauf zu Pegelschwankungen. Insbesondere bei Kassettengeräten ist die Einstellung des Azimutwinkels der Köpfe auf möglichst genau null Grad sehr wichtig, da wegen der niedrigen Bandgeschwindigkeit hohe Pegelverluste insbesondere bei hohen Frequenzen auftreten. Die Abhängigkeiten sind mit Gl. (1) zu ermitteln und im Bild 2 für die drei Fälle Monospur, einzelne Stereospur und Überlagerung beider Stereospuren dargestellt. Bei dem allgemein bekannten Verfahren zur Einstellung der Spaltlage senkrecht zur Transportrichtung, die mit Hilfe von Azimutkassetten bzw. -bändern durch Justierung auf maximalen Pegel erfolgt, können aus den nach der Einstellung immer noch vorhandenen Pegelschwankungen Rückschlüsse auf Unregelmäßigkeiten des Bandlaufes gezogen werden. Bei der Azimuteinstellung ist der Einfluß der Kassettenhalbschalen und der Umlenkmittel auf den Bandlauf nicht außer acht zu lassen, da diese Elemente unabhängig vom Bandmaterial die Einstellung verfälschen. Bei der Beurteilung der Bandführungseigenschaften durch Pegelschwankungsauswertung müssen einige Fehlerquellen beachtet werden, die Pegelschwankungen auch bei idealer Bandführung hervorrufen. Das sind

- Bandeigenschaften, die im einzelnen von folgenden Einflußgrößen bestimmt werden: Inhomogenitäten der Magnetschicht, Schichtdickenschwankungen, Oberflächenrauhigkeit, Säbelförmigkeit.
- Band-Kopf-Kontakt, wobei die Kopfspiegelgeometrie, Kopfverschmutzung, Bandzug und Kopfspiegelschiefstellung die wesentlichen Einflußgrößen sind.

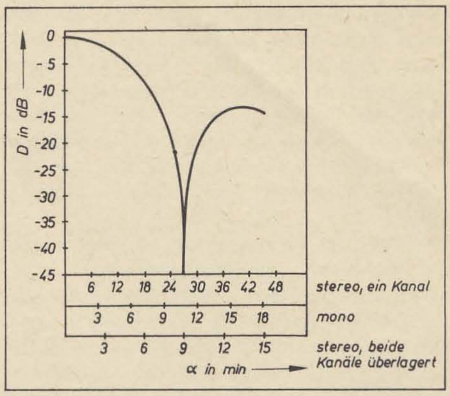


Bild 2: Pegelverluste in Abhängigkeit von der Schiefstellung des Kopfspaltes; f = 10 kHz, v = 4,76 cm s⁻¹

Aus den hier angeführten Einflußgrößen ist zu erkennen, daß besonders die Qualität des Magnetbandes wesentlich in die Genauigkeit der Messung mit eingeht. Um trotzdem zu brauchbaren Ergebnissen zu kommen, sind die Messungen der Pegelschwankungen, die durch fehlerhaften Bandlauf hervorgerufen werden, nur durch Vergleiche mit einem Laufwerk mit idealen Bandführungseigenschaften möglich [3]. Diese sehr aufwendige und dazu noch unsichere Methode ist aber nur für Laborzwecke brauchbar und wegen der erreichbaren geringen Auflösung und der genannten Fehlerquellen dazu noch recht ungenau.

Bei Stereogeräten tritt neben den Pegelverlusten infolge Kopfschiefstellung eine bereits eingangs erwähnte Phasendifferenz $\Delta\varphi$ auf, die sich nach Gl. (2) errechnet. Danach ist die Phasendifferenz lediglich von der relativen Schiefstellung des Spaltes zur Senkrechten auf der Transportrichtung α abhängig, da man davon ausgehen kann, daß die Aufzeichnungsfrequenz f, die Bandgeschwindigkeit v und der Spurabstand d als feste Größen anzusehen sind. Somit wird bei der Messung der Phasendifferenz und der Phasenschwankungen als Maß der Bandlaufeigenschaften der Einfluß der Bandeigenschaften und des Band-Kopf-Kontaktes ausgeschaltet, was bei der Pegelmeßmethode nicht ohne weiteres möglich ist.

Im Bild 3 ist für verschiedene Frequenzen der für kleine Schiefstellungswinkel α lineare Zusammenhang zwischen diesem und der Phasendifferenz $\Delta\varphi$ dargestellt.

Das letztgenannte Verfahren und die dazugehörige Schaltungsanordnung zur objektiven Messung der Bandlaufeigenschaften, insbesondere bei Kassettengeräten, wurde zum Patent angemeldet [4].

Beschreibung des Bandführungsmeßgerätes

Meßprinzip

Unter Verwendung eines Meßbandes erfolgt eine Auswertung und Anzeige des Mittelwertes der Phasendifferenz von zwei durch die Wiedergabe einer Zweispuraufzeichnung gewonnenen Signalen. Dabei wird durch eine dem Mittelwert überlagerte Wechselspannungskomponente, die vom Mittelwert getrennt und gleichgerichtet wird, eine elektronische Messung und Anzeige der der Bandlage entsprechenden Schwankung der Phasendifferenz zwischen den Signalen vorgenommen. Das erste aufgezeichnete Signal der Zweispuraufzeichnung hat eine Ursprungsfrequenz f_1. Das zweite Signal enthält eine Information, die eine phasenstarre Beziehung zum Ursprungssignal aufweist. Beide Signale werden bei der Wiedergabe auf eine gleiche Frequenz zurückgeführt [5].

Das erwähnte Meßband wird mit einem Stereokassettengerät, dessen Bandführung ausreichend gut ist und die beispielsweise mit dem beschriebenen Verfahren über Eigenaufzeichnung überprüft werden kann, hergestellt: Auf Spur 1 (Kanal A) wird eine Frequenz f_1 aufgezeichnet und auf Spur 2 (Kanal B) eine Frequenz nf_1, wobei n vorzugsweise ganzzahlig und möglichst klein ist. Für die Anwendung des Verfahrens bei Monogeräten muß $n > 1$ gewählt werden, bei Stereogeräten kann auch $n = 1$ sein.

Bei der Wiedergabe der Bandaufzeichnung auf einem Monogerät werden beide Frequenzen im Kopf überlagert. Anschließend werden im Meßgerät beide Frequenzen getrennt, selektiv verstärkt und zur Auswertung der Phasenlage erforderlichenfalls durch Teilen oder Vervielfachen auf eine gleiche Frequenz zurückgeführt. Bei der Wiedergabe auf einem Stereogerät ist die erforderliche Kanaltrennung von vornherein durch die getrennte Wiedergabe der Spuren gegeben. Die weitere Auswertung erfolgt ebenso wie bei Monogeräten.

Bei Stereotonbandgeräten ist die Bandführungsmessung auch über Eigenaufzeichnung mit dem zu überprüfenden Gerät selbst möglich. Bei Monokassettengeräten

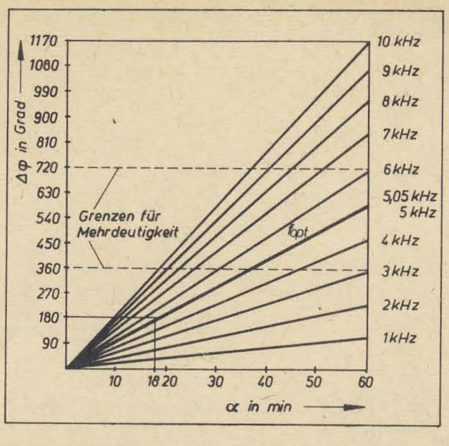


Bild 3: Phasendifferenz $\Delta\varphi$ in Abhängigkeit vom Schiefstellungswinkel α; Parameter f

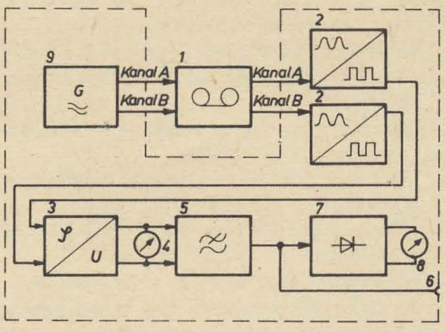


Bild 4: Blockschaltbild für Messungen an Stereokassettengeräten

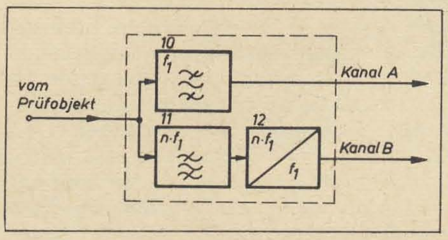


Bild 5: Zusatzschaltung für Messungen an Monogeräten

Tafel: Technische Parameter des Meßgerätes

Anzeige	1 Meßinstrument für mittlere Bandlage 1 Meßinstrument für Bandlaufschwankungen 2 Anzeigen zur Pegelkontrolle beider Kanäle
Meßbereich für mittlere Bandlage	$-10' \leq \alpha \leq +10'$ (entspricht $-100° \leq \Delta\varphi \leq +100°$)
Meßbereich für Bandlaufschwankung	5′ (halber Spitze-Spitze-Wert)
Meßfrequenzen linker Kanal	5,05 kHz } phasenstarr verkoppelt
rechter Kanal	2,525 kHz
Eingangsempfindlichkeit	≤ 100 mV je Kanal
Schreiberausgang	vorhanden zur analogen Aufzeichnung des Bandlaufes
Oszilloskopanschluß	umschaltbar auf sechs Meßpunkte
Kalibrierung	mit Hilfe des internen Generators möglich
Einsatztemperaturbereich	+15...+35 °C

wird ein eigens hergestelltes Meßband benötigt, wie es oben beschrieben wurde.

Die Schaltungsanordnung zur Realisierung des Meßverfahrens ist so aufgebaut, daß sich an das Prüfobjekt wiedergabeseitig unter Zwischenschaltung einer Signalaufbereitungsstufe Begrenzer für beide Kanäle anschließen. Sie sind mit einem Phasenmesser verbunden, an dessen Ausgang ein die mittlere Phasendifferenz der Signale anzeigendes Instrument vorgesehen ist. Hinter diesem befindet sich ein Tiefpaß, dem ein Gleichrichter und ein die Schwankung der Phasendifferenz zwischen den Signalen anzeigendes Instrument nachgeschaltet sind.

Blockschaltung

Anhand des Blockschaltbildes soll der Aufbau des Bandführungsmeßgerätes dargelegt werden. Bild 4 zeigt die Verhältnisse am Stereogerät. Die vom Prüfobjekt (1) bei Wiedergabe abgegebenen Signale der Kanäle A und B werden in den Begrenzern (2) begrenzt (geformt) und steuern den Phasenmesser (3) an, der z. B. aus einem Flip-Flop besteht. Die während des Laufes des Gerätes entstehenden Phasenschwankungen auf Grund der sich ständig ändernden Bandlage verursachen am Ausgang des Flip-Flops eine ständige Veränderung des Tastverhältnisses der Ausgangsspannung. Am Phasenmesserausgang liegt das Instrument (4), das zur Anzeige der mittleren Phasenlage dient und als Hilfsmittel zum Eintaumeln des Kopfes verwendet wird. Die Wechselspannung, die proportional zu den Bandschwankungen bzw. den Phasenschwankungen ist, wird mit einem Tiefpaß (5) gewonnen, der zweckmäßig aus einer aktiven Schaltung besteht. An dessen Ausgang liegt eine der mittleren Phasenlage entsprechende Gleichspannung an, der die Wechselspannung, durch Bandschwankungen hervorgerufen, überlagert ist. Am Punkt 6 läßt sich vorteilhaft ein Pegelschreiber anschließen. Der Wechselspannungsanteil wird im Gleichrichter (7) gleichgerichtet und mit dem Instrument (8) angezeigt. Der angezeigte Wert spiegelt somit die Güte und Konstanz der Bandführung wider.

Für die Messung an Monogeräten ist im Bild 5 eine zusätzliche Signalaufbereitungsstufe zwischen Prüfobjekt und Begrenzer zu schalten, um die Ursprungssignale herzustellen, die in ihren Phasenbeziehungen zueinander die momentane Bandlage des Monotonbandgerätes widerspiegeln. Bild 5 zeigt, wie aus den beiden überlagerten Frequenzen f_1 und $f_2 = nf_1$ erst über Filter (10) (11) eine Trennung erfolgt und dann aus der höheren Frequenz durch eine geeignete Schaltung (12) die Ursprungsfrequenz zurückgewonnen wird, so daß die Frequenzen zwischen Kanal A und Kanal B direkt phasenvergleichbar sind.

Für die Praxis ist es zweckmäßig, auch für Stereogeräte zwei Frequenzen zu verwenden, da damit die Anwendung des Gerätes universeller, die Bedienung einfacher und gleichzeitig eine Kanalunterscheidung einfach ermöglicht ist und durch visuelle Beobachtung der Überlagerung beider Signale am Oszilloskop die Phasenlage gut verfolgt werden kann.

Das Prüfgerät enthält zweckmäßigerweise ebenfalls eine Generatoranordnung (9) zur

Herstellung beschriebener Meßbänder. Dieser Generator enthält Schaltungen, die die umgekehrten Funktionen von Bild 5 realisieren, um die für die Aufzeichnung notwendigen Signale bereitzustellen. Zweckmäßig ist es ebenfalls, wenn der Generator die Einstellung exakt definierbarer Phasendifferenzen $+90°$ und $-90°$ ermöglicht, um die Anzeige zu kalibrieren bzw. zu überprüfen.
Die Höhe der Frequenz f_l ist an sich unkritisch, sie wird zweckmäßig so niedrig gewählt, daß bei der Auswertung keine Mehrdeutigkeit möglich ist, aber auch so hoch, daß eine einfache Auswerteschaltung ausreichend ist.

Technische Kennwerte des Meßgerätes

Grundlegende Untersuchungen haben zu folgender Optimierung geführt: Für Magnetbandkassettengeräte ergeben sich für die größtmögliche Schiefstellung des Bandes bei eingetaumeltem Kopf durch mechanische Toleranzen 20′. Mit Hilfe des Bildes 3 kann die höchste mögliche Frequenz grob ermittelt werden. Mit Hilfe der Gl. (2) kann unter Vorgabe eines günstigen Umrechnungsfaktors von mechanischem Winkel α in elektrische Phasendifferenz $\Delta\varphi$ eine günstige Meßfrequenz von 5,05 kHz ermittelt werden. Bei 5,05 kHz, $v = 4{,}76\ cm\ s^{-1}$ und $d = 0{,}9\ mm$ ergibt sich ein Umrechnungsfaktor von der Schrägstellung von 1′ in eine Phasendifferenz von 10°. Bei der Festlegung der Meßbereiche wurde auch folgende Überlegung zugrunde gelegt: Aus der Spaltfunktion Gl. (1) ergeben sich bei einer angenommenen maximal zulässigen Dämpfung bzw. Schwankung des Pegels von 3 dB bei 10 kHz für Kassettentonbandgeräte folgende Bandschiefstellungen bzw. -schwankungen (vgl. Bild 2):

für Stereo innerhalb einer Spur	12′
für Mono	5′

Diese Abweichungen ergeben bei 5,05 kHz nach o. g. Umrechnung eine Phasenabweichung von 120° bzw. 50°. Sie verdeutlichen die Empfindlichkeit des Meßverfahrens, wenn man dazu betrachtet, daß Pegelschwankungen von 3 dB auch anders bedingt (Band-Kopf-Kontakt, Bandmaterial, Spurversatz) sein können.
Ergänzend sei noch bemerkt, daß für Messungen an Spulentonbandgeräten auf Grund des größeren Spurabstandes und anderer Bandgeschwindigkeiten der o. g. Umrechnungsfaktor nicht gilt oder die Meßfrequenz entsprechend Gl. (2) verändert werden muß.

Erprobungsergebnisse und Einsatzmöglichkeiten

Mit Hilfe des entwickelten Bandführungsmeßgerätes [6] wurden eine große Anzahl von Laufwerken des gleichen Typs serienmäßig überprüft. Parallel dazu wurde jeweils der Gleichlaufschwankungswert gemessen. Erwartungsgemäß zeigte sich, daß auf Grund der unterschiedlichen Fehlerursachen sowohl Laufwerke mit hohen Gleichlaufschwankungswerten und geringen Bandlaufschwankungen als auch Laufwerke mit niedrigen Gleichlaufschwankungswerten und großen Bandlaufschwankungen vertreten waren. Bei etwa 80 % der Laufwerke traten Schwankungen von 0,5 bis 1,5′ auf. Sie sind für dieses Laufwerk typisch, bei den restlichen 20 % traten Schwankungen von 2...3′ auf. Die Fehlerursachen, wie z. B. mangelhafte Andruckrolle und unterschiedliche Höhenlage der Bandführungselemente, konnten beseitigt werden. Derartige Versuche wurden auch bei einigen HiFi-Geräten durchgeführt, bei denen die Schwankungswerte sicher unter 1′ lagen. Messungen mit unterschiedlichen Kassetten lieferten ebenfalls interessante Meßergebnisse. So konnte festgestellt werden, daß gute Laufwerke in gewissen Grenzen von Kassetten herrührende Mängel vertuschen können. Mit der objektiven und sehr empfindlichen Bandlaufmessung wurden auch Fehler in Kassetten ermittelt, die bei der Gleichlaufmessung nicht erkennbar waren.
Das beschriebene Meßverfahren ist noch nicht standardisiert. Mit ihm kann in einfacher Weise die Bandführung des Systems Magnetband – Laufwerk objektiv gemessen und qualitativ beurteilt werden. Das in [6] beschriebene Gerät ist vorzugsweise für Messungen an Kassettentonbandlaufwerken vorgesehen, insbesondere für Konstruktionen der anspruchsvolleren Geräteklassen. Die Anwendung des Gerätes ist für alle Entwickler und Hersteller von Magnetbandkassetten und Magnetbandkassettengeräten bzw. -laufwerken interessant. Der Bericht [6] enthält einen vollständigen Unterlagensatz zur Nachnutzung bzw. zum Nachbau des Gerätes, wie z. B. Stromlaufpläne, Schaltteillisten, Leiterbildzeichnungen, Bestückungspläne und Bauschaltplan, aber auch eine ausführliche Beschreibung, Bedien- und Abgleichanleitung und Erprobungsergebnisse.

Literatur

[1] Gerber, W.: Spaltneigung und Phasendifferenzen bei stereophonen Magnettonaufzeichnungen. Intern. Elektronische Rundschau 20 (1966) H. 6, S. 370–375
[2] Zander, H.: Spalteinstellung bei Cassettenrecordern. Funktechnik 30 (1975) H. 7, S. 177 bis 179
[3] Georgi, R.: Untersuchung zu Pegelschwankungen. Laborbericht 1976, VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden
[4] Verfahren und Schaltungsanordnung zur Bandführungsmessung von Tonbandgeräten. Wirtschaftspatent WP G 11 B 27′32 – 131 309
[5] Hinzmann, G.; Neumann, H.-W.; Ackermann, O.: Meßmethode zur Erfassung der Bandführungseigenschaften von Stereokassettengeräten. A4-Bericht 1977, VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden
[6] Hinzmann, G.; Neumann, H.-W.; Ackermann, O.: Bandführungsmeßgerät für Mono- und Stereokassettentonbandgeräte. A4-Bericht 1978, VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Wir lernten kennen

Radiokassettenrecorder Babett

Von der Verwandtschaft mit dem Vorläufertyp Anett ist an diesem Gerät nicht viel zu erkennen. Die Unterschiede zeigen sich vordergründig bereits in der Hauptbetriebslage, sie ist bei Babett vertikal. Statt eines stabilen Griffs verfügt es über einen textilen, abnehmbaren Tragegurt.

Äußeres, Bedieneigenschaften

Nahezu alle Bedien- und die Informationsteile (Skale, LED-Anzeige) liegen an der Oberkante. Seitlich rechts ist der große Skalenknopf zugänglich – wenig toter Gang, gute Treffsicherheit auf etwa 90 mm Zeigerweg (bei UKW wieder nur zu 2/3 nutzbar, da bis 104 MHz ausgefahren). Wertvolle Bereicherung des Komforts: die auf allen Bereichen wirksame Abstimmanzeige mit Leuchtdiode (VQA 13). Die Berliner Senderdichte läßt sie beim Durchstimmen auf UKW allerdings kaum einmal verlöschen. Auch auf Mittel- und Kurzwelle (Europaband) ist das Angebot gut. Damit sind alle Voraussetzungen gegeben, die vorteilhafte Kombination von Empfänger und Recorder auch optimal zu nutzen – einschließlich Umschaltmöglichkeit des Löschgenerators.
Neben dieser Umschalttaste auf der linken Geräteseite liegen übrigens auch die Knöpfe für die Umschaltung Hand/Automatik (bei Hand dient der Klangsteller zur Aussteuerung, und die Leuchtdiode zeigt den Aussteuergrad an) und Umschaltung auf Chromdioxidband.
Über diesen Knöpfen liegen Überspielanschluß und Buchse für ein Schaltermikrofon. Der Schalter wirkt dabei auf den gesamten Motorkreis. Im Unterschied zur Funktion der Pausentaste wird daher ein „akustischer Schnappschuß“, vom Mikrofonschalter gesteuert, zwangsläufig am Anfang und am Ende geringfügig von Start und Auslaufen des Motors beeinflußt, während über das Auslösen der Pausentaste eine vom ersten Augenblick an „stationäre“ Aufnahme zustande kommt. Dafür hilft der Mikrofonschalter die Batterie zu schonen.
Nachzutragen bleiben noch die beiden Buchsen unter dem Skalenknopf. Über sie ist Zweitlautsprecher- und Netzanschluß möglich. Bei Einführen des Netzsteckers wird die interne Batterie vom Gerät getrennt. Damit ist sicher gewährleistet, daß die gewünschte Versorgungsart auch tat-

sächlich gegeben ist. Schade nur, daß die Skalenbeleuchtung – bei Batteriebetrieb reicht sie kaum, den Hintergrund schwach zu erhellen – bei Netzbetrieb ebenfalls nur auf (nichtrastenden) Knopfdruck hin wirksam wird. Pausentaste und automatische Bandendabschaltung sind im übrigen Einzelheiten, die Babett als einen Recorder ausweisen, der in seiner Preisklasse den gegenwärtigen Erwartungen an ein solches Gerät entspricht.

Nicht voll zufriedenstellend waren am Testmuster die Funktionen der Tasten und der Schiebepotentiometer. Während die Bereichstasten relativ hart arbeiteten und in den quadratischen Aussparungen offensichtlich stärker gebremst wurden, sprang die Taste für schnellen Rücklauf beim Auslösen etwa 3 mm über die benachbarten hinaus.

Schließlich fiel am Testmuster ein zeitweiser Defekt am Lautstärke-Schiebepotentiometer auf, durch den sich das Klangbild sprunghaft änderte (Abgriff für gehörrichtige Lautstärke?). Solche Erscheinungen, bedingt durch die höhere mögliche mechanische Belastung am Schieber, sind bei Drehpotentiometern weniger wahrscheinlich.

Abgesehen davon erwiesen sich Kassetten- und NF-Teil als recht ausgewogen aneinander angepaßt. Vom Höreindruck waren UKW-Direktwiedergabe und Kassettenaufnahme nur unwesentlich voneinander zu unterscheiden. Auch die bei manchen Typen auftretenden Frequenzänderungen der Kassettenwiedergabe bei Lageveränderungen waren hier kaum festzustellen.

Stromversorgung

Die Wahl von sechs Monozellen R 20 als mobile Variante für einen mit eingebautem Netzteil versehenen Radiorecorder ist als optimal anzusehen, wenn die übrige Gerätemasse dazu in einem vernünftigen Verhältnis steht. Als Empfänger betrieben, liegt der Ruhestrombedarf des Babett unter 20 mA, bei 30 mA ergibt sich schon geringe Abhörlautstärke.

Der Kassettenteil beansprucht folgende Richtwerte: Pause 70 mA, leise Wiedergabe 85...90 mA, Aufnahme 105 mA, schneller Rücklauf 105 mA, schneller Vorlauf 105 mA, volle Lautstärke 250 mA. Die Betriebswerte zeigen eindeutig den Vorzug der 9-V-Batterielösung etwa gegenüber den 6 V des Kassettengerätes mira.

Den 2/3-Spannungstest bestand Babett auf Grund des relativ hohen Ausgangswertes der Betriebsspannung eindeutig. Das Testmuster arbeitete sogar noch mit halber Batteriebestückung (3 Monozellen) sowohl im Kassetten- als auch im Empfängerbetrieb auf allen Wellenbereichen einwandfrei! Allerdings war bei schwachen UKW-Stationen dabei ein Empfindlichkeitsabfall zu bemerken. Dieser Test gibt selbstverständlich keine vollständige Aussage über das Verhalten bei alternden Batterien, wo ja auch der steigende Innenwiderstand einen merklichen Einfluß auf die Gerätereaktion hat. Aus alldem ist jedoch zu folgern, daß die bei solchen Geräten schon oft geforderte, meist aber leider nicht realisierte automatische Anzeige einer beginnenden Batterieerschöpfung doch ihre Berechtigung hat, denn, fehlt sie, so ist man aus Vorsicht geneigt, den Batteriesatz viel früher zu wechseln als nötig, um den sonst erst bei der Wiedergabe festzustellenden schlechten Aufnahmen durch zu schwache Batteriespannung vorzubeugen. Eine solche automatische Anzeige, die beim heutigen Bauelemente- und Schaltungsstand mit tragbarem Aufwand zu realisieren wäre, würde sicherlich zu einer höheren Batterie-Grenznutzungsdauer führen.

Service

Im Unterschied zu früheren Tests nahmen wir diesmal Einsicht in die Serviceunterlagen, statt das Gerät selbst zu demontieren. Die Anleitung ist sehr ausführlich gehalten und durch die zum Teil mehrfarbige Wiedergabe von Stromlaufplänen, Explosivdarstellungen und Leiterplatten äußerst instruktiv. Sie entspricht damit voll dem relativ komplexen Gegenstand.

Gesamturteil

In seiner Geräteklasse ist Babett als eine durchaus ansprechende Lösung im Rahmen des gegenwärtigen Standes der Technik zu werten. Die angesprochenen Nachteile dürften teilweise exemplarbedingt sein. Hervorzuheben ist die ökonomische Stromversorgung, die neben der Netzbetriebsmöglichkeit durch sechs Monozellen R 20 einen längeren mobilen Betrieb möglich macht. Dabei könnte allerdings die Grenznutzungsdauer eines Batteriesatzes durch eine automatische Grenzwertsignalisierung noch wesentlich erhöht werden.

Astabile Kippschaltung mit umschaltbarer Frequenz

Aus der Theorie selbstschwingender Schaltungen ist bekannt, daß die einfachste Schaltung aus einem invertierenden Verstärker mit einem Laufzeitspeicher in der Rückführung besteht. Bild 1 zeigt diese einfache Grundschaltung. Als Speicherelemente können aktive und passive Ausführungen eingesetzt werden. Aktive Laufzeitspeicher sind alle integrierten Schaltungen, da sie zum Schalten eine bestimmte Reaktionszeit benötigen. Nachteilig ist die hohe Streubreite der Schaltzeiten; außerdem wird in den wenigsten Fällen vom Hersteller eine minimale Schaltzeit garantiert.

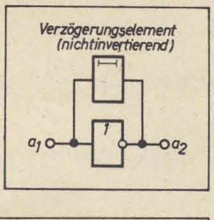
In der Verzögerungszeit enger tolerierbar sind passive Laufzeitspeicher. Zu dieser Gruppe sind Kabel, Leitungen sowie RC- und LC-Laufzeitketten zu rechnen. Da jedes HF-Kabel mit garantiertem Wellenwiderstand eine bestimmte Laufzeit je Meter aufweist, beispielsweise $Z_0 = 100\,\Omega \pm 10\,\%$, $\tau \approx 5{,}0$ ns/m, ist es über die Festlegung der Kabellänge leicht möglich, eine eng tolerierte Verzögerungszeit festzulegen. Bei großen Verzögerungszeiten ist der hohe Platzbedarf nachteilig.

Eine weniger aufwendige Lösung ist eine verdrillte Zweidrahtleitung, die ohne weiteres aus dünnem ($< 0{,}3$ mm) CuL-Draht angefertigt werden kann. Zur Platzersparnis ist die verdrillte Leitung auf einen Kunststoffkörper aufzuwickeln. Wem integrierte LC-Laufzeitketten im Dual-in-Line-Gehäuse zur Verfügung stehen, kann auch zu dieser Lösung greifen. Durch Aneinanderreihen gleichartiger Module lassen sich auch größere Verzögerungszeiten (über 100 ns) verwirklichen. Die Verzögerungszeit des Laufzeitspeichers muß mindestens so groß sein, daß die Reaktion des Inverterausganges auf die Eingangsflanke über die Rückführung erst nach Beendigung der Eingangsflanke eintrifft. Bei Vernachlässigung der Inverterschaltzeit entspricht die Schwingfrequenz dem reziproken Wert der doppelten Verzögerungszeit des Laufzeitspeichers. Alle Zeitvorgänge des Inverters setzen die Folgefrequenz anteilmäßig herab.

Im Bild 2 ist die praktisch untersuchte Variante mit zwei Frequenzen dargestellt. Als Inverter wurde zur Realisierung einer ODER-Funktion ein AND-OR-Inverter IS D 150 C eingesetzt. Die Rückkopplungsschleife besteht aus zwei auswählbaren Leitungen VZE_1 und VZE_2, die gemeinsam von einem Emitterfolgertransistor angesteuert werden. Um Reflexionen auszuschalten, wurden die Leitungen wellenwiderstandsgerecht abgeschlossen. Zum Einsatz kamen zwei verdrillte Leitungen 7Y 2 × 0,3 mit folgenden Kennwerten:

Wellenwiderstand Z_0 = 120 Ω

Bild 1: Grundschaltung einer astabilen Kippschaltung mit einem Verzögerungselement in der Rückführung



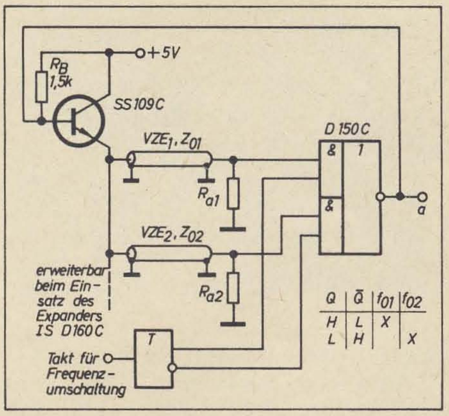


Bild 2: In der Frequenz umschaltbare astabile Kippschaltung

Verzögerungszeit τ	$\approx 5{,}0$ ns/m
Leitungslänge l_1	= 10,00 m
l_2	= 20,00 m
Abschlußwiderstände	$R_{a1} = R_{a2} = 120\,\Omega$.

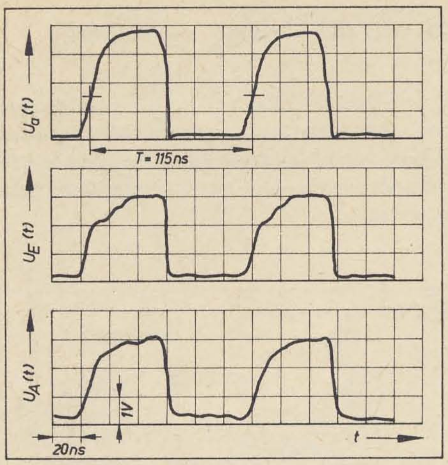


Bild 3: Zeitdiagramme an den Meßpunkten: Ausgang a, Kabelende, Kabelanfang, Maßstab 1 V/cm, 20 ns/cm

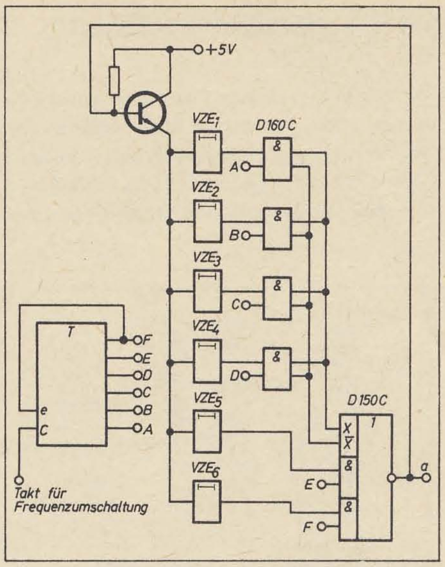


Bild 4: Auf sechs Frequenzen umschaltbare astabile Kippschaltung

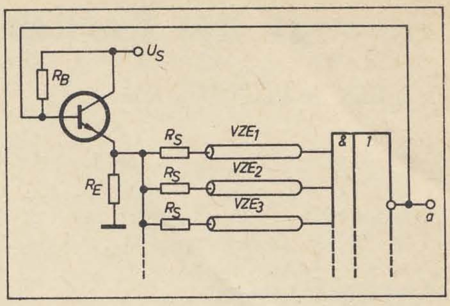


Bild 5: Leistungsarme Ansteuerung der Verzögerungskabel bei Anwendung von MOS- und CMOS-Schaltkreisen

Zur Frequenzumschaltung werden die AND-Eingänge genutzt. Der Laufzeitspeicher, dessen dazugehöriger AND-Eingang H-Potential führt, ist immer im Einsatz. Die wechselseitige Umschaltung wird im Beispiel durch ein Flip-Flop vorgenommen. Andere Lösungen mit Umschaltern sind ebenfalls möglich.

Bei der Schaltungsdimensionierung ist zu beachten, daß der Treibertransistor bei zwei Leitungen mit dem halben Betrag des Wellenwiderstandes im Emitterkreis belastet wird. Die Stromergiebigkeit des Emitterfolgers muß bei dieser Belastung, unter Beachtung des Spannungsabfalls entlang der Leitung, das minimale Eingangssignal von $U_{eH\,min} = 2{,}0$ V sicherstellen. Der Abschlußwiderstand R_a beeinflußt über den Eingangsstrom der IS D 150 C das L-Potential am Eingang. Läßt man $U_{eL\,max} = 0{,}8$ V zu, so muß $R_a \leq 500\,\Omega$ sein. Dieser Wert ist für handelsübliche Kabel und Leitungen ausreichend.

Die Diagramme im Bild 3 zeigen die Impulsformen an drei möglichen Meßpunkten: Ausgang a, Leitungsende, Leitungsanfang für eine Leitungslänge $l_1 = 10{,}00$ m. Die Periodendauer beträgt T = 115 ns. Für $l_2 = 20{,}00$ m wurde T = 216 ns gemessen.

Setzt man für die IS D 150 C das expandierbare Exemplar ein, so ist es möglich, mit vier zusätzlichen Expandern D 160 C insgesamt sechs Frequenzen auszuwählen. Die Prinzipschaltung dazu zeigt Bild 4. Die Auswahl der Frequenz wird jetzt von einem Schieberegister übernommen, durch das ein H-Signal durchgeschoben wird. Die Funktionsweise der astabilen Kippschaltung ist unverändert.

Um die Leitungsreflexionen gering zu halten, sind alle passiven Laufzeitspeicher wellenwiderstandsgerecht abzuschließen. Das erfordert bei mehreren Frequenzen vom Emitterfolger einen relativ hohen Ansteuerstrom. Beim Einsatz von leistungslos gesteuerten Schaltkreisen (MOS, CMOS, ECL) anstelle des Inverters kann der parallele Leitungsabschluß am Ende durch einen seriellen am Anfang ersetzt werden. Bild 5 zeigt dazu eine Prinzipschaltung, die noch den Eigenheiten der genannten IS-Familien anzupassen ist. Der Serienwiderstand R_S ist so auszuwählen, daß am Leitungsende die geringsten Impulsverzerrungen auftreten.

Die Vielfalt der Frequenzabgleichmöglichkeiten nimmt ebenfalls zu, wenn mehrere, in der Frequenz umschaltbare astabile Kippschaltungen in einer einzigen Schaltung vereinigt werden. Da diese zusätzlichen Schaltungen in die Rückführung eingefügt werden, ist darauf zu achten, daß keine Phasendrehung auftritt; eventuell ist ein zusätzlicher Inverter einzufügen.

G. Turinsky

Wußten Sie schon?

Hat Ihr Fernsehgerät eigentlich einen *Fremdanschluß*? Nein? Dann wissen Sie auch noch nicht, daß *Module integrierte Schaltkreise* sind? Übrigens, es gibt *zwei Arten der Stereofonie: NF-Stereofonie – und HF-Stereofonie, die durch den Empfang und die Wiedergabe von Sendungen über zwei getrennte Kanäle empfangen wird.* Vielleicht aber lieben Sie mehr die Kunstkopf-Stereofonie, denn der *Empfang* kann *ohne Antennen* erfolgen. – Doch ehe Sie jetzt die Stirn runzeln und sich von diesem Text abwenden, denken Sie doch bitte daran, daß bei *besonders hochwertigen Geräten der Klirrfaktor in Prozenten angegeben* wird. Sind Sie nun solcherart mit den neuesten fonotechnischen Entwicklungen vertraut, können Sie sich getrost zurücklehnen und Ihrer derzeitigen Lieblingsplatte lauschen, immer mit der Gewißheit, daß zwar der *Abtaststift in der Plattenrille schleift*, die Musik aber *über zwei Kanäle in Stereofon* wiedergegeben wird.

Liebe Leser, wir wollen Sie nicht noch mehr auf den Arm nehmen – das müssen wir schon dem Zentralen Warenkontor für Technik Berlin überlassen, das mit seiner Broschüre **„Wußten Sie schon? – Ratgeber für die Elektroakustik"** noch mehr derartigen unfreiwilligen Humor liefert und damit einen besonderen Beitrag zur Begriffsverdrehung und Kundenverwirrung geleistet hat. Unsere Einleitung konnte nur einige „Blüten" dieses 32 Seiten dicken A-5-Heftes wiedergeben, denn jede Seite bietet mehrfach technisch unkorrekte oder falsche und stilistisch verunglückte Erklärungen über die diversen Geräte der Heimelektronik und ist somit bestenfalls zur Belustigung der Fachwelt, nicht aber zur Information eines breiten Kundenkreises geeignet. Das Vokabular reicht vom *Ablenkungswinkel* über leicht verworrene Antennenbeschreibungen bis hin zum Dilettantenjargon *Heimsuper – Monosuper – Stereo-Super*; da wird der *Empfang von Quadro-Sendungen* versprochen und die Pseudo-Quadrofonie als *Parallelschalten von zwei Lautsprecherboxen* beschrieben. Und woher soll ein Kunde wissen, was *IEC-Anschlüsse* sind? Ein einfacher Sachverhalt, wie das Zusammenspiel von Verstärker und Lautsprecherbox, wird verkompliziert dargestellt und damit noch mehr Verwirrung gestiftet. Völlig danebengegangen sind auch die Begriffserklärungen der Stereofonie.

Weitere Merkwürdigkeiten erfährt der Leser über Plattenspieler und 78er Schallplatten; das dafür außer dem Abtastsystem KS 22 N ebenfalls geeignete und modernere KS 231 N (früher KS 23 N) wurde gar nicht erst erwähnt.

. . . *Und was Sie noch nicht wissen . . .* – so endet das Ganze, darüber sollen Sie sich dann . . . *im Fachhandel . . . informieren, wo Ihnen geschultes Personal auch gern technische Auskünfte erteilt.* Hoffen wir es inständig – und hoffen wir, daß das Fachpersonal seine Kenntnisse aus anderen Quellen bezieht, denn so geht es wirklich nicht! Es ist nicht nur schade um das Papier, sondern wirkt allen Bestrebungen von Industrie und Fachpresse nach sachlicher Information und klaren, eindeutigen, auch den einschlägigen Standards gerecht werdenden Begriffen entgegen. Und das ist wohl schlimmer als gar keine Information.

H. P.

Anzeige der Bordspannungsabweichung von Kraftfahrzeugen

HORST WAGENMANN

Im folgenden Beitrag werden Schaltungsanordnungen für 12-V- bzw. 6-V-Spannungen beschrieben, mit denen über Lumineszenzdioden Abweichungen der Bordspannung eines Kraftfahrzeuges angezeigt werden. Diese Anzeige ist von besonderer Bedeutung, da Unter- bzw. Überspannungen auf ein fehlerhaftes Verhalten des Reglers, der Lichtmaschine oder des Akkumulators bereits im Anfangsstadium hinweisen.

Schaltungsanordnung für 12 V Bordspannung

Vom Zündanlaßschalter des Kraftfahrzeuges gelangt der Strom der Bordspannung U_B an eine hauptsächlich aus Z-Dioden bestehende Brückenschaltung und liegt mit dem Minuspol an Masse des Fahrzeuges.

Wie Bild 1 zeigt, erhält die Lumineszenzdiode D_2 nach dem Einschalten des Zündanlaßschalters sofort über R_1 und die Z-Diode D_5 Strom und zeigt damit die Betriebsbereitschaft des Gerätes an. Erzeugt der Stromfluß durch die Z-Diode D_1 und den Widerstand R_3 den gleichen Spannungsabfall wie an D_5, so liegt an dem Brückenzweig D_3, D_4 und R_2 keine Brückenspannung; dieser Zustand soll dem Normalwert der Bordspannung entsprechen.

Bei ansteigender Bordspannung nimmt der Spannungsabfall über R_3 und R_1, D_2 zu, so daß am Brückenzweig eine Spannung entsteht, die bei Erreichen der Flußspannung D_3 zum Leuchten bringt.

Bei abnehmender Bordspannung sinkt der Spannungsabfall über R_3 und R_1, D_2, so daß am Brückenzweig eine gegenüber dem vorher beschriebenen Fall umgekehrte Spannung entsteht. Bei Erreichen ihrer Flußspannung leuchtet die Lumineszenzdiode D_4. Der Einsatzpunkt, an dem die Schwellspannung der Lumineszenzdioden gerade erreicht und überschritten wird, errechnet sich nach folgenden Beziehungen:

Überspannung $\geq \Delta U_{D1} + \Delta U_{D5} + \Delta U_{D3}$
Unterspannung $\leq \Delta U_{D1} + \Delta U_{D5} - \Delta U_{D4}$
bzw. nach Bild 2
Unterspannung $\leq \Delta U_{D1} + \Delta U_{D6} + \Delta U_{D5} - \Delta U_{D4}$

Unter Schwellspannung wird hier eine in Flußrichtung an der Lumineszenzdiode anliegende Mindestspannung verstanden, bei der diese gerade leuchtet.

Die Schwellspannungen der z. Z. gebräuchlichen Lumineszenzdiodentypen der DDR beträgt (bei 1 mA Stromfluß) etwa:

VQA 12 VQA 13, VQA 15 (rot)	1,4 V
VQA 33 (gelb)	1,65 V
VQA 23 (grün)	1,8 V

In der vorliegenden Schaltungsanordnung wurde von einem 12-V-Bordnetz (genauer 12,6 V) und mit einer Abweichspannungsanzeige von $\pm$ 1,4 V ausgegangen, d. h., Überspannungen ab 14,0 V und Unterspannungen unter 11,2 V werden angezeigt. Je heller die entsprechende Lumineszenzdiode aufleuchtet, um so größer ist die Differenz zum Normalwert. (Bei der Anzeige des Minimalwertes werden niedrigere Unterspannungen als etwa 9 V entsprechend wieder dunkler durch die Lumineszenzdiode D_4 angezeigt).

Die Differenz der Anzeige zwischen oberem und unterem Anzeigewert in Höhe von 2,8 V reicht für den normalen Gebrauch aus, da diese Anzeige in erster Linie eine Warnfunktion ausüben soll.

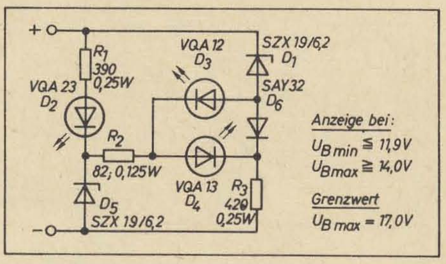


Bild 1: Schaltung für 12-V-Bordspannung

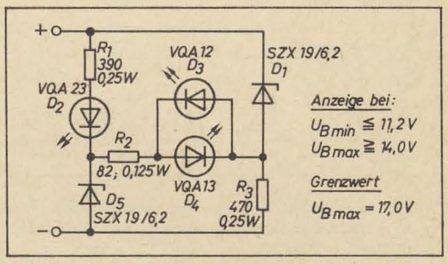


Bild 2: Schaltung für 12-V-Bordspannung mit verkleinerter Differenz der Spannungsanzeige

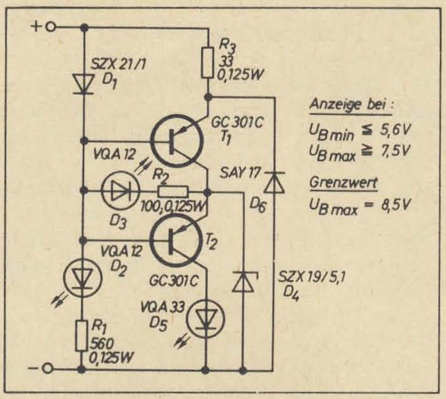


Bild 3: Schaltung für 6-V-Bordspannung mit Ge-Transistoren

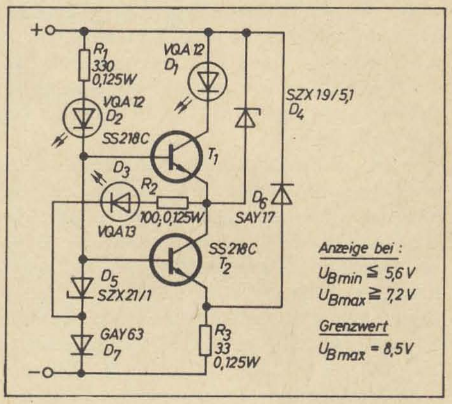


Bild 4: Schaltung für 6-V-Bordspannung mit Si-Transistoren

Sollte diese Anzeigedifferenz noch zu hoch sein, so kann sie durch Hinzuschalten einer weiteren Si-Diode D_2 in Flußrichtung (s. Bild 2) um einen Spannungsabfall von etwa 0,75 V reduziert werden.

Bei Anschluß der beschriebenen Schaltungsanordnung ist unbedingt auf richtige Polung zu achten, da sonst die Lumineszenzdioden gefährdet sind. Die Schaltung kann als Zusatzgerät im Kraftfahrzeug betrieben, aber auch in vorhandene elektrische Anzeigegeräte (Wassertemperatur- und Kraftstoffmengenanzeige, elektronischer Drehzahlmesser usw.) eingebaut werden.

Voraussetzung zur Schonung der Batterie sollte sein, daß diese Instrumente über das Zündschloß eingeschaltet werden. In diesem Fall kann die Betriebsbereitschaftsanzeige durch die Lumineszenzdiode D_2 entfallen, und der Wert des Widerstandes R_1 müßte um etwa 120 Ω erhöht werden.

Schaltungsanordnung für 6 V Bordspannung

Nach dem o. g. Schaltungsprinzip könnte theoretisch auch die Schaltung für die 6-V-Bordspannung aufgebaut werden. Da aber z. Z. noch keine Z-Dioden verfügbar sind, die mit Z-Spannungen von etwa 3 V arbeiten, wird im folgenden ein anderer Lösungsweg gezeigt.

Das Prinzip besteht darin, daß über eine Konstantstromquelle in Verbindung mit einer Z-Diode bei Unterschreiten der Z-Spannung ein Schalttransistor durchgeschaltet wird, der seinerseits die in seinem Kollektorstromkreis befindliche Lumineszenzdiode zum Leuchten bringt. Die Überspannungsanzeige erfolgt durch eine weitere Lumineszenzdiode.

Schaltung mit Ge-pnp-Transistoren

Anhand des im Bild 3 gezeigten Schaltungsbeispieles soll die Funktionsweise näher erläutert werden. Die Konstantstromquelle wird aus D_1, R_3, T_1 in Verbindung mit D_4 gebildet. D_1 ist eine Si-Diode, die, in Flußrichtung betrieben, einen Spannungsabfall von etwa 0,75 V erzeugt. Der Wert von R_3 bestimmt entscheidend den Strom durch die Lumineszenzdiode D_5 bei Minimalanzeige, aber auch bei den Normal- und Überspannungen durch die Z-Diode D_4. (Der Spannungsabfall über R_3 beträgt im vorliegenden Fall 0,5 V.)

Die Minimalanzeige wird ausgelöst, sobald der Spannungsabfall über R_3, T_1 kleiner wird als der über D_1. Der sonst gesperrte Transistor T_2 wird leitend, und damit wird D_5 vom Kollektorstrom des T_2 durchflossen.

Die Maximalanzeige erfolgt, sobald die Summe der Spannungsabfälle über D_1, D_3 (Durchlaßspannung der Lumineszenzdiode) und D_4 überschritten wird. R_2 ist so bemessen, daß der maximal zulässige Strom durch die Lumineszenzdiode D_3 bei einem maximalen Grenzwert der Bordspannung nicht erreicht wird (im vorliegenden Fall mit 8,5 V angenommen). Der maximale Z-

Strom durch D_4 setzt sich zusammen aus dem zuletzt genannten Strom und dem Konstantstrom durch T_1.

In der vorliegenden Schaltungsanordnung wird bei der Grenzspannung $U_{B max} = 8{,}5$ V ein Strom von 40 mA aufgenommen.

Für die Ge-Transistoren T_1 und T_2 ist der Typ GC301C eingesetzt worden. Es sind aber auch Ge-Transistoren mit ähnlichem Schaltverhalten und Stromverstärkungsfaktor einsetzbar.

Schaltung mit Si-npn-Transistoren

Bild 4 zeigt die auf Si-npn-Transistoren umgestellte Schaltung. Hier wird die Konstantstromquelle aus T_2, D_5, D_7, R_3 in Verbindung mit D_4 gebildet. Mit D_1 wird die Unterspannung und mit D_3 die Überspannung angezeigt. T_1 arbeitet als Schalttransistor und wird leitend, sobald der Spannungsabfall über R_3, T_2 kleiner wird als der über D_5, D_7.

Die Spannung an R_3 ergibt sich aus dem Spannungsabfall über D_5, D_7 und über T_2, wenn dieser durchgeschaltet ist.

Im vorliegenden Fall wurde für D_7 die Ge-Diode GAY 63 eingesetzt, um an R_3 möglichst einen kleinen Spannungsabfall von etwa 0,5 V zu erzielen. (Bei Verwendung einer Si-Diode würde der Spannungsabfall über R_3 etwa 0,8 V betragen, wodurch sich der Einsatzpunkt der Minimalanzeige von 5,6 V auf 5,9 V verschieben würde.)

Der Stromfluß durch D_1 wird hauptsächlich durch R_3 bestimmt und ist von ihrem Spannungsabfall unabhängig. So hatte die versuchsweise Reihenschaltung von zwei VQA 12 eine Stromreduzierung von nur 1 % im Strommaximum ($U_B = 4{,}6$ V) zur Folge (s. Bild 5). Entscheidend für den Einsatzpunkt der Minimalanzeige (im vorliegenden

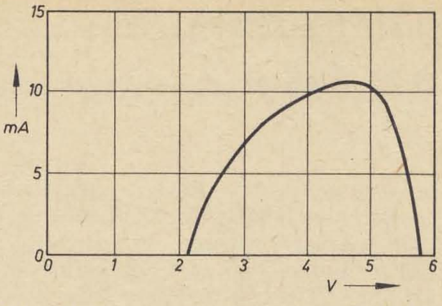


Bild 5: Flußstrom der Lumineszenzdiode D_1 in Abhängigkeit von U_B

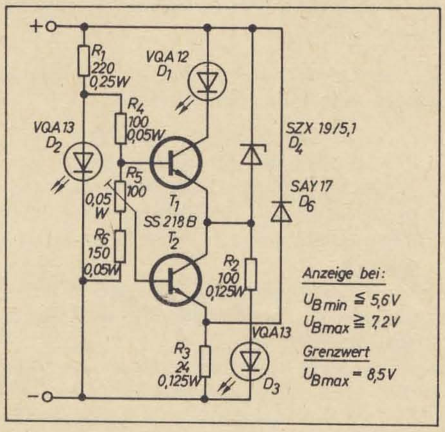


Bild 6: Schaltung für Einsatz beliebiger Si-Transistoren

Fall $U_{B min} \leq 5{,}6$ V) ist demnach nicht die verwendete Lumineszenzdiode (rot, gelb oder grün), sondern in erster Linie die Z-Spannung der Diode D_4 (im vorliegenden Fall $U_Z = 5{,}1$ V).

Die Maximalanzeige durch die Lumineszenzdiode D_3 setzt ein, sobald die Bordspannung größer wird als die Summe der Spannungsabfälle über D_3, D_4 und D_7 ist (im vorliegenden Fall $U_{B max} \geq 7{,}2$ V). Eine Erhöhung des Einsatzpunktes der Maximalanzeige um den Wert des Spannungsabfalles über D_5 kann erreicht werden, wenn der Anschluß der Diode D_3 nicht wie im Bild 4 zwischen D_5 und D_7, sondern zwischen D_2 und D_5 gelegt wird. Umgekehrt kann eine Erniedrigung des Einsatzpunktes der Maximalanzeige um den Spannungsabfall über D_7 erfolgen, wenn diese Katode von D_3 direkt auf das Minuspotential gelegt wird. Die Lumineszenzdiode D_3 nimmt, wie bereits erwähnt, Einfluß auf den Einsatzpunkt der Maximalanzeige.

Diese Schaltung hat den Nachteil, daß an das Schaltverhalten der Si-Transistoren größere Ansprüche gestellt werden. Um jeden beliebigen Si-Transistor einsetzen zu können, ist die Schaltung um die Widerstände R_1, R_5 und R_6 erweitert worden (s. Bild 6). Hier kann mit R_5 der günstigste Arbeitspunkt von T_1 eingestellt werden, damit wird auch der Strom durch D_1 beeinflußt. Die rote Lumineszenzdiode D_2 dient nicht nur zur Betriebsanzeige, sondern arbeitet zusätzlich als Referenzdiode bei etwa 1,5 V.

Aus den vorgestellten Varianten ergeben sich damit mehrere Möglichkeiten zur Festlegung des Einsatzpunktes der Anzeige der Unter- und Überspannung eines 6-V-Bordnetzes.

Durch verschiedene Kombinationen der verfügbaren Lumineszenzdioden (rote, gelbe oder grüne) sowie der o. g. Schaltungsmöglichkeiten, lassen sich die verschiedensten Variationen der Anzeigedifferenz und in Verbindung mit den Z-Diodenspannungen des Einsatzpunktes der Lumineszenzdioden erzielen.

Bestimmung des Wellenwiderstandes von HF-Leitungen

Dipl.-Ing. KARLHEINZ RIECHE

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die genaue Messung des Wellenwiderstandes von HF-Leitungen ist aufwendig und erfordert komplizierte Verfahren und Meßeinrichtungen. Mit Hilfe einer direktanzeigenden Reflexionsmeßeinrichtung lassen sich schnell und einfach Wellenwiderstände von HF-Leitungen bis in den GHz-Bereich mit für die Praxis ausreichender Genauigkeit messen. Die Wirkungsweise des behandelten Verfahrens beruht auf der Messung des Betrages des Reflexionsfaktors.

Meßprinzip

Grundlage des Verfahrens bildet die Transformationseigenschaft einer $n\lambda/4$ bzw. $n\lambda/2$ langen HF-Leitung. Gemessen wird der Betrag des Eingangsreflexionsfaktors dieser Leitung, die mit einem reellen Widerstand, der vorzugsweise gleich dem des verwendeten Meßgerätes ist, abgeschlossen wird. Dieser Widerstand kann aber auch einen beliebigen Wert in der Größenordnung des Wellenwiderstandes haben. Unter Berücksichtigung der durch die Eigenschaften der Meßanordnung bedingten Beschränkung auf den Betrag des Reflexionsfaktors liegen dem Meßverfahren die nachfolgenden grundlegenden Beziehungen zugrunde. Dabei interessieren wegen der oben angegebenen Voraussetzung nur die Maxima und Minima der gemessenen Reflexionsfaktoren und damit nur die Meßfrequenzen, für die die Länge der zu messenden Leitung ein ganzzahliges Vielfaches von $\lambda/4$ ist. Im Bild und in den nachfolgenden Gleichungen bedeuten Z_A = Wellenwiderstand des Abschlußwiderstandes, R_E = Eingangswiderstand der Leitung, Z_L = Wellenwiderstand der Leitung, Z_M = Wellenwiderstand des Meßgerätes, E = Eingang der Leitung, A = Ausgang der Leitung, r = Reflexionsfaktor (Betrag).

Aus der Leitungstheorie folgt für den reellen Fall für $l = (2n - 1)\,\lambda/4$

$$R_E = \frac{Z_L^2}{Z_A} \qquad (1)$$

und für $l = 2n\,\lambda/4$ $\quad R_E = Z_A \qquad (2)$

und folglich für die gemessenen Reflexionsfaktoren am Leitungseingang

$$r_4 = \frac{\frac{Z_L^2}{Z_A} - Z_M}{\frac{Z_L^2}{Z_A} + Z_M} \qquad (3)$$

$$r_2 = \frac{Z_A - Z_M}{Z_A + Z_M} \qquad (4)$$

Elementare Rechnung liefert

$$Z_L = Z_M \sqrt{\frac{1 + r_4}{1 - r_4} \cdot \frac{1 + r_2}{1 - r_2}} \qquad (5)$$

Für den in der Praxis wichtigen Fall $Z_A = Z_M$, d. h. Einsatz eines zum Meßgerät passenden Abschlußwiderstandes ($r_2 = 0$), vereinfacht sich die Beziehung zu

$$Z_L = Z_M \sqrt{\frac{1 + r_4}{1 - r_4}} \qquad (6)$$

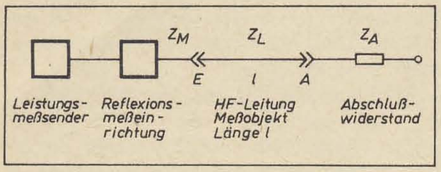
ansonsten gilt

$$Z_L = Z_M \sqrt{\frac{1 + r_2 + r_4 + r_2 r_4}{1 - r_2 - r_4 + r_2 r_4}} \qquad (7)$$

$$Z_L \approx Z_M \sqrt{\frac{1 + r_2 + r_4}{1 - (r_2 + r_4)}} \quad (r_2 r_4 \ll 1) \qquad (8)$$

Praktische Durchführung der Messung

Das Bild zeigt die verwendete Meßanordnung. Diese kann aus einem Vektorvoltmeter mit Richtkoppler oder Reflektometer bestehen, z. B. Vektorvoltmeter ФК 2-12 (UdSSR), BM 532 (Tesla) oder TR 1340 (UVR) mit Reflektometer RFM 472 o. ä. (des ehemaligen VEB Rafena Radeberg), es sind aber auch beliebige Reflexionsfaktormeßbrücken einsetzbar.



Meßanordnung

Die Länge der zu messenden Leitung soll einige Wellenlängen betragen, so daß mehrere Maxima und Minima von r bei Frequenzänderung erfaßbar sind, jedoch auch wieder so kurz, daß die Leitungsdämpfung noch keinen Einfluß auf den zu messenden Reflexionsfaktor hat.

Zur Vereinfachung von Messung und Auswertung wird zweckmäßig $Z_A = Z_M$ gewählt. Durch Frequenzänderung des Meßsenders wird im interessierenden Frequenzbereich das Maximum des Reflexionsfaktors ($r_4 = r_{max}$) ermittelt, wobei zum Ausgleich von Kabelinhomogenitäten und im Interesse der Messung des mittleren Wellenwiderstandes über mehrere Maxima als Funktion der einzustellenden Meßsenderfrequenz gemittelt werden sollte.

Zur Kontrolle des durch Kabelinhomogenitäten und durch Toleranzen von Z_A bedingten Meßfehlers wird das Reflexionsfaktor-Minimum $r_2 \approx 0$ beobachtet. Der Wert sollte der Kabelqualität entsprechend $< 0{,}01$ sein. Dann erhält man, wie in Gl. (6) angegeben,

$$Z_L = Z_M \sqrt{\frac{1 + r_{max}}{1 - r_{max}}} \qquad (9)$$

Die Ermittlung von Z_L bei beliebigem, jedoch reellem Z_A folgt analog aus Gl. (7):

$$Z_L \approx Z_M \sqrt{\frac{1 + r_{max} + r_{min}}{1 - (r_{max} - r_{min})}} \qquad (10)$$

Beim Einsetzen der Reflexionsfaktoren sind in beiden Fällen unbedingt deren Vorzeichen zu beachten. Diese lassen sich jeweils aus den Gln. (3) und (4) ermitteln.

So wird z. B. für

$Z_L > Z_A = Z_M$ $r_4 = r_{max}$ positiv

und für

$Z_L < Z_A = Z_M$ $r_4 = r_{max}$ negativ

Die Reflexion des Abschlußwiderstandes hat wesentlichen Einfluß auf das Meßergebnis. Deshalb muß ein der Genauigkeitsforderung angemessener koaxialer Widerstand gewählt werden. Falls mit einem von Z_M verschiedenen Abschlußwiderstand Z_A gearbeitet werden soll, muß Z_A eindeutig größer oder kleiner als Z_M sein, um das Vorzeichen von r_2 vor der Rechnung aus Gl. (4) bestimmen zu können.

Wir lernten kennen

AM-FM-Autoempfänger A 200

In bezug auf Bedienkomfort und störarmen Empfang einer Reihe von MW-, KW- und UKW-Sendern unterwegs ist der vorliegende Autosuper aus dem VEB Elektrotechnik Eisenach ein Spitzengerät. Sein schaltungstechnischer Aufbau wurde in [1] ausführlich beschrieben; hier sollen nur die für den praktischen Einsatz wichtigen Aspekte erörtert werden.

Zu den für den praktischen Einsatz hervorzuhebenden Elementen gehören

- übersteuerungsfester Doppel-Gate-MOS-FET-UKW-Tuner mit elektronischer Abstimmung mit drei Diodenpaaren (gegengeschaltete Kapazitätsdioden sind übersteuerungsfester als Einzelkapazitätsdioden)
- kreuzmodulationsfeste Vorstufe für die übrigen Wellenbereiche mit zwei Sperrschicht-FETs
- Anwendung keramischer Filter sowohl im AM- als auch im FM-ZF-Verstärker
- Einsatz von CMOS-Schaltkreisen in der Steuerlogik für die elektronische Abstimmung
- Einsatz von 15 integrierten Schaltkreisen, servicefreundlicher Aufbau auf zwei gedruckten Leiterplatten
- Anschluß für Verkehrswarnfunkdekoder und Autokassettenrecorder
- Einsatz von Dünnschichtwiderstandsnetzwerken im D-A-Wandler.

Das Gerät wurde zum Test zunächst an einem stabilisierten Netzgerät betrieben und bezüglich seiner Empfindlichkeit gegenüber Bordnetzspannungsschwankungen untersucht. Es arbeitete im Bereich von 10,5...14 V einwandfrei, dabei betrug die mittlere Stromaufnahme 0,25 A (Spitzenwert 0,45 A).
Danach wurde das Gerät in einen PKW Wolga GAS-24 eingebaut und mehrere Monate bei Stadt- und Fernfahrten getestet. Die Bordnetzspannung des Wolga lag zwischen 13 V und 14,5 V, durch die Drehstromlichtmaschine mit Transistorregler traten nur geringe Spannungsschwankungen auf. Beim versuchsweisen Betrieb im PKW Wartburg waren die Spannungsschwankungen größer (11...14,5 V), aber auch hier arbeitete der Empfänger einwandfrei.
Ein harter Test in bezug auf das Großsignalverhalten ist der UKW-Empfang im Stadtzentrum von Berlin. Hier fallen frühere Autosuper meist aus (verzerrter Empfang, Überspringen auf andere Sender), der A 200 blieb auf dem einmal eingestellten Sender und gestattete einwandfreien Empfang.
Etwas Gewöhnung erforderte die Bedienung des Sendersuchlaufes. Hier wäre für die Zukunft ein getrenntes, in der Nähe des Lenkrades angebrachtes Bediengerät wünschenswert. Meist wurde mit der hohen Empfindlichkeit und der Automatik begonnen und durch Linksdrehen des Bedienknopfes beim gewünschten Sender angehalten. Im Stadtgebiet von Berlin ist ein Senderangebot von 30 Stationen jederzeit empfangbar (auf allen Wellenbereichen). Die Langwelle wurde nur ganz selten benutzt – vielleicht hat sie bei Export Bedeutung? UKW-Sender waren im Berliner Raum etwa zwölf mit guter Qualität zu empfangen, im Raum Dresden vier, im Raum Erfurt sechs bis acht, im Norden der DDR fünf bis sieben. Bei längeren Fahrten durch die DDR erwies sich die Kurzwelle – unter Berücksichtigung ihrer bekannten ausbreitungsmäßigen Spezifika – als gut geeignet, ferne Sender zu empfangen; ebenfalls ergab sich guter Empfang auf beiden Mittelwellenbereichen.
Nach etwa einem Monat Betrieb trat bei dem Mustergerät ein Aussetzfehler auf, der seine Ursache in einer schlechten Lötstelle eines Kondensators hatte. Nachdem nachgelötet wurde, arbeitete das Gerät in der gesamten Erprobungszeit einwandfrei. Dies sollte hier nur als ein Exemplarfehler erwähnt werden, bei der Gütekontrolle im Betrieb werden derartige Fehler in der Serie eliminiert. Die Schüttelbelastung eines Autosupers erfordert einwandfreie mechanische und elektrische Konstruktion hinsichtlich Vibrationsfestigkeit.
Für spätere Weiterentwicklung dieses Empfängers hoher Qualität wäre die Einbeziehung eines Stereokassettenabspielgerätes in das Konzept wünschenswert.
Die automatische Störunterdrückung auf FM machte sich im praktischen Betrieb günstig bemerkbar, allerdings sollte das eigene Fahrzeug gut entstört sein, damit die Störfreiheit voll zur Wirkung kommt. Auch der technische Zustand der Autoantennenanlage ist wichtig, um hohe Empfangsleistungen zu erreichen.
Die Ausgangsleistung und die Klangqualität genügen allen Ansprüchen.
Die mitgelieferten Unterlagen wie Bedienungsanleitung, Serviceschaltplan und Einbauhinweise reichen zur fachgerechten Installation aus. Die recht komplizierte Schaltungstechnik des Gerätes wird jedoch in der Anfangszeit sicher Serviceprobleme mit sich bringen.
Weiterhin sollte darauf hingewiesen werden, daß das vollelektronische Abstimmkonzept hochstabile Spannungen benötigt und auch eine Reihe modernster Bauelemente, die zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht in großer Breite in der DDR eingesetzt werden. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es sich beim A 200 um ein hochwertiges Empfangsgerät mit moderner Schaltung handelt, das im PKW über das ganze Gebiet der DDR hinweg ein ausreichendes, klanglich gutes Senderangebot sichert.

Literatur

[1] Quendt W.: Autosuper A 200. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 653–658

R. Burmeister

Elektronik

Studienbücherei – Physik für Lehrer Band 8
VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften
Berlin 1979
255 Seiten, 202 Bilder
Broschur 19,80 Mark
Bestellnummer 570 616 2

Die moderne Elektronik ist aus unserem Leben nicht mehr wegzudenken. Grundkenntnisse der Elektronik haben in zunehmendem Maße allgemeinbildenden Charakter, da sie zum Verständnis der Entwicklungen in Wissenschaft und Technik unentbehrlich sind. Dieser Entwicklung Rechnung tragend, legt der VEB Verlag der Wissenschaften innerhalb der Reihe „Studienbücherei – Physik für Lehrer" den Band Elektronik vor. Er vermittelt nicht nur dem Physiklehrer einen kurzgefaßten und fundierten Überblick über das weite Feld der Elektronik.

Die ersten drei Kapitel – etwa 30 % des Umfanges – sind einigen Berechnungsmethoden elektrischer Stromkreise, den Wechselstromkreisen und der Vierpoltheorie gewidmet.

Fast die Hälfte des Buches behandelt die wichtigsten elektronischen Bauelemente und die damit realisierbaren Grundschaltungen. Neben den Transportmechanismen und den Kennlinien von Halbleiterdiode und Bipolartransistor werden auch die Vorgänge in Elektronenröhren behandelt. Obwohl die Elektronenröhre für viele Bereiche der Elektronik an Bedeutung verloren hat, ist ihre theoretische Behandlung wegen der Analogien für das Verständnis unipolarer Bauelemente von didaktischer Bedeutung. Anhand eines TTL-Schaltkreises werden integrierte Bauelementestrukturen dargestellt. Der praktische Einsatz der beschriebenen Bauelemente (Gleichrichtung, Stabilisierung, Verstärkergrundschaltungen und ihr dynamisches Verhalten) wird, gemessen am Umfang des Buches, ausführlich behandelt. Den Abschluß dieses Hauptabschnittes bildet eine Übersicht über spezielle Bauelemente (Thyristoren, spezielle Dioden, Gunn-Elemente) und einige Energieformwandler (z. B. Dehnungsmeßstreifen, optoelektronische Bauelemente).

Die letzten drei Kapitel sind elektronischen Systemen gewidmet. Hier werden die Kenngrößen zur Charakterisierung von Verstärkern, der Einfluß von Rückkopplungen auf die Arbeitsweise und die Eigenschaften elektronischer Schaltungen behandelt. Multivibratoren und Operationsverstärker werden anhand typischer Anwendungen besprochen.

Die Digitaltechnik wird dem Leser durch eine Einführung in die Schaltalgebra und die Beschreibung logischer Grundstrukturen nahegebracht. Der Systemcharakter der Elektronik wird abschließend unterstrichen durch die Erläuterung einiger Verfahren zur drahtlosen Nachrichtenübermittlung in Rundfunk und Fernsehen.

Jedes Kapitel erfährt einen Abschluß durch die kurzgefaßte Zusammenstellung von Begriffen, Grundwissen und Formeln. Entsprechend der Zielgruppe – Lehrerstudenten der Physik – wird unterschieden in Ausführungen zum Grundkurs (G) und zum Fachkurs.

Das Buch kann Lehrausbildern und -facharbeitern, Leitern von Schülerarbeitsgemeinschaften und Studenten anderer Fachrichtungen, die Elektronik als Nebenfach hören, zur Lektüre empfohlen werden.

W. Friedrich

M. Siakkou

Physik der Informationsspeicher

Akademie-Verlag Berlin 1979
204 Seiten, 125 Bilder, 8 Tafeln
Broschur 28,00 Mark
Bestellnummer 761 965 2

Die vielfältigen Möglichkeiten der Datenverarbeitung können nur unter Einbeziehung verschiedenster Verfahren der Informationsspeicherung genutzt werden. Die stürmische Entwicklung der Speichertechnik beruht auf einer Vielzahl naturwissenschaftlicher Erkenntnisse im engen Wechselspiel mit hocheffektiven Technologien.

Das Hauptanliegen des Buches ist es, wesentliche Gesetzmäßigkeiten der Informationsspeicherung anhand einiger ausgewählter, theoretisch gut untersetzter Anwendungsgebiete darzustellen.

Nach der Erläuterung der Grundlagen und Grundbegriffe der Speichertechnik werden im Kapitel 2 über Halbleiterspeicher Grundbedingungen für ein Speicherelement anhand von Kennlinien anschaulich gemacht. Im Kapitel 3 über Magnetbandspeichertechnik erfolgt eine geschlossene theoretische Beschreibung der Speicherprozesse. In den Kapiteln 4 bis 6 über weichmagnetische Speicher (Bubble-Domänen-Speicher, magnetische Dünnschichtspeicher, Ferritkerne), bei denen Materialentwicklungen im Vordergrund stehen, wird dieser Aspekt besonders betont. Im Kapitel 7 werden aus einer allgemeingültigen Transformationsbeziehung der Speichertechnik die Möglichkeiten des holografischen Speicherprinzips abgeleitet. Das abschließende Kapitel 8 (Elektronenstrahlspeicher) gibt einen Ausblick auf Varianten der modernen elektronenoptischen Ansteuerung zur Speicherung mit unstrukturierten MOS-Halbleiterflächen, die mit Elektronenstrahlen in Wechselwirkung stehen.

Das Verständnis der Darlegungen setzt Kenntnisse über Halbleiterphysik, Magnetismus und Optik voraus. Auf Faktensammlung technischer Art wird weitgehend verzichtet; die weiterführende Literatur ist in jedem Kapitel angeführt.

Das vorliegende Buch ist für alle, die sich einen Überblick über das Fachgebiet verschaffen wollen, ein wertvolles Hilfsmittel. Den größten Nutzen werden jedoch die direkt für die Informationsverarbeitung tätigen Naturwissenschaftler und Techniker sowie Studierende haben. Auf Grund der derzeitigen und zukünftigen Bedeutung der dargestellten Fachprobleme schließt dieses Fachbuch eine Lücke in unserem Angebot.

E. Schoppnies

G. Kohl

Schicht- und Schicht-Hybrid-Technik

Technologien und Anwendung
Berichte zur Nachrichtentechnik Band 6
Institut für Nachrichtentechnik Berlin 1979
55 Seiten, 21 Bilder, 8 Tafeln
Broschur 9,00 Mark

Die Broschüre gibt einen Überblick über die prinzipiellen Anwendungsmöglichkeiten und die Herstellung von Schicht- und Schicht-Hybrid-Schaltkreisen und damit im Zusammenhang stehende Fragen.

In dem ersten Abschnitt werden Anwendung und Bedeutung derartiger Schaltkreise behandelt und ihre Vorteile im Zusammenhang mit den speziellen technischen Gegebenheiten dargestellt.

Im zweiten Abschnitt befaßt sich der Autor ausführlich mit technologischen Verfahren und Werkstoffen von Schicht- und Schicht-Hybrid-Schaltkreisen. Anfangs wird dabei auf die verschiedenen Trägermaterialien und ihre Eigenschaften eingegangen. Dem folgen Ausführungen zur Herstellung von Dünn- und Dickschichtschaltkreisen und dabei insbesondere zur Erzeugung von Leiterstrukturen sowie integrierten Widerständen und Kondensatoren einschließlich ihrer Dimensionierung und Eigenschaften. Notwendigkeit und Einfluß hybridgerechter aktiver und passiver Zusatzelemente werden dargestellt sowie die verschiedenen Möglichkeiten zu ihrer Montage auf dem Träger beschrieben, bevor dieser Abschnitt mit einer Darstellung möglicher Umhüllungen und Gehäuse abgeschlossen wird. Leider läßt die Wiedergabequalität der Fotos von Hybrid-Schaltkreisen zu wünschen übrig.

Ein weiterer Abschnitt ist der wirtschaftlichen Bedeutung und Problemen der Realisierung von Schicht- und Schicht-Hybrid-Schaltkreisen und dabei vor allem Fragen der Grenzstückzahl sowie der notwendigen Zusammenarbeit von Schaltkreisentwickler und -hersteller gewidmet.

Schließlich werden Entwurfsrichtlinien auf der Basis einer speziellen Dünnschichttechnologie dargestellt und erläutert.

Die vorliegende Broschüre stellt eine nützliche Erweiterung der DDR-Fachliteratur auf dem Gebiet der Hybridtechnik dar. Allgemeine Tendenz ist die Steigerung des Integrationsgrades. Deshalb soll die Arbeit, dem Anliegen des Autors entsprechend, „demjenigen, der die Auseinandersetzung mit der integrierten Technik beginnt, die Bestimmung der zweckmäßigsten Integrationsform erleichtern" und zu sachkundiger Entscheidung der Frage nach monolithischer oder hybrider Integration beitragen. Die Broschüre richtet sich damit vor allem an Schaltungsentwickler, insbesondere analoger Schaltungen, jedoch auch an alle

diejenigen, die sich mit der Technologie von Hybrid-Schaltkreisen befassen wollen, z. B. Ingenieure in Hybrid-Kleinfertigungszentren und Studenten. Für diesen Zweck stellt sie – ohne auf neueste Entwicklungen einzugehen – ein gutes und verständliches Arbeitsmaterial dar, das neben gutgegliederter und zusammengefaßter Darstellung auch viele Einzelheiten und Randprobleme der Hybridtechnik andeutet, ohne daß der Überblick über das Gesamtgebiet beeinträchtigt wird.

R. Uhlmann

P. Lund

Präzisionsvorlagen für Leiterplatten

Carl Hanser Verlag München Wien 1979
380 Seiten, 250 Bilder,
12 Entwurfsregeln
Karton

Dieses Buch wendet sich erklärtermaßen an Konstrukteure und Zeichner von Leiterplattenvorlagen mit dem Ziel, detaillierte und umfassende Beschreibung der Tätigkeiten zu vermitteln, die beim Entwerfen des Leiterbildes und beim Erstellen der Vorlagen beherrscht werden müssen.
Der Autor geht von seiner eigenen Erfahrung aus, wonach die Kenntnis der Herstellungsverfahren von Leiterplatten stark die Qualität der Vorlagen beeinflußt.
Die Eigenschaften der Basismaterialien und die Grundzüge der Fertigungsverfahren sowohl für ein- als auch für zweiseitige Leiterplatten werden erörtert, soweit dies zum Verständnis der Fertigungsprobleme und der daraus resultierenden Forderungen an die Konstruktion notwendig ist. Ausführlich geht der Autor bei der Beschreibung des Fertigungsprozesses und bei der Vorlagenerstellung auf die entstehenden Toleranzen ein.
Im weiteren wird ein Überblick über Bauelemente, deren Montage und die damit verbundenen mechanischen Anforderungen an die Leiterplatte gegeben.
An zentraler Stelle, sowohl der Bedeutung als auch dem Umfang nach, steht die Vorlagenerstellung. Von Interesse für den Leser sind hierbei vor allem die Entwurfsverfahren und -regeln, die neben bestehenden Standards recht nützlich sein können.

Die Anfertigung von Leiterplattenvorlagen beschränkt sich auf die Legetechnik, wobei Hinweise zur Verarbeitung von Klebebändern und -symbolen gegeben werden. Ausführlich wird die Weiterverarbeitung der im Legeverfahren entstandenen Leiterbilder durch Kontaktdruck auf Diazo-Film beschrieben.
Der automatisierten Herstellung von Leiterplattenvorlagen mit Präzisionszeichenmaschinen und dem rechnergestützten Entwurf wird nur ein kurzer Abschnitt gewidmet, der lediglich informativen Charakter trägt. Auf die beim Lichtzeichnen auftretenden Probleme wird nicht eingegangen. In seinen Betrachtungen geht der Autor nicht über LP-Vorlagen hinaus, die etwa dem Schwierigkeitsgrad IV (TGL 25 016) entsprechen. Auf die Fein- und Feinstleitertechnik wird nicht eingegangen. Auch bleibt die Beschreibung des Verfahrens zur Vorlagenerstellung recht einseitig.

Dieses Werk bietet zwar den Konstrukteuren und Zeichnern eine Vielfalt an Informationen für den Entwurf von Leiterplatten, es wird jedoch den durch den Titel geweckten Erwartungen der Beschreibung einer modernen Leiterplattentechnologie nicht gerecht.

A. Spaak

N. M. Wastschenko u. a.

Handbuch zu den Grundlagen der Elektronik

Verlag Vischtscha schkola, Kiev 1978
392 Seiten, 406 Bilder, 59 Tafeln
8,00 Mark
Bestellnummer IX E-4157

Die einleitenden Ausführungen zu physikalischen Grundlagen der Elektronik führen den interessierten Leser auch ohne wesentliche Vorkenntnisse in die Problematik ein. Behandelt werden die Elektronenemission, die Bewegung von Elektronen in elektrischen und magnetischen Feldern, Fragen der Gasentladung sowie die elektrische Leitfähigkeit von Halbleitermaterial; hierbei werden neben dem pn-Übergang unter anderem der Tunneleffekt, der Halleffekt und der Fotoeffekt ausführlich erläutert.
Der zweite Hauptteil ist den elektronischen Bauelementen gewidmet. Zu jeder Bauelementegruppe sind Angaben zur Klassifikation, zum Bezeichnungsschlüssel, zur Konstruktion, zu typischen Kennlinien und zu Grundschaltungen gemacht. Die jeweils angegebenen Daten typischer sowjetischer Bauelemente werden sicherlich als wesentliches Plus des Buches aufgenommen werden. In der Gruppe der Röhren werden neben Hochvakuum-Elektronenröhren auch Elektronenstrahlröhren, Gasentladungsröhren (Ziffern- und Symbolanzeigeröhren), Fotoelemente und Fotovervielfacher vorgestellt. Die Gruppe der Halbleiterbauelemente enthält teils recht ausführliche Darstellungen zu Halbleiterwiderständen (Heiß- und Kaltleiter, Varistoren, Fotowiderstände), Halbleiterdioden (Gleichrichter- und Schaltdioden, Z-Dioden, Tunneldioden, Kapazitätsdioden, Fotodioden, Thyristoren) und Transistoren (bipolare und unipolare Transistoren, Fototransistoren, Unijunctiontransistoren). Die Ausführungen zu den physikalischen Grundlagen und zu den elektronischen Bauelementen sind ohne unnötigen mathematischen Aufwand einprägsam und anwendungsbezogen dargestellt. Die Vielzahl von Schaltbeispielen beschränkt sich im wesentlichen auf Grundschaltungen und erleichtert dadurch auch das Verständnis der Wirkungsweise der Bauelemente. Die Schaltbeispiele ermöglichen nicht unmittelbar das Eindringen in komplexe elektronische Anordnungen, stellen aber für diesen Zweck eine gute Voraussetzung dar.
Das Kapitel über die Grundlagen der Mikroelektronik ist mit 59 Seiten im Verhältnis zu den übrigen Ausführungen zu knapp gehalten. Die Darlegungen zu Mikromodultechnik, Hybridtechnik und monolithischer Technik sind eine gute Grundlage für den Lernenden, repräsentieren jedoch nicht den neuesten Stand. Diese kritischen Bemerkungen können den Wert des Buches als weitere Informationsquelle über sowjetische Bauelemente und vor allem als didaktisch und methodisch gelungene Darstellung der Grundlagen der Elektronik nicht schmälern. Es darf sowohl Studierenden als auch auf verschiedensten Gebieten der Elektronik tätigen Ingenieuren als wertvolles Hilfsmittel empfohlen werden.

G. Graichen

A. Renardy und H. Lummer

Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern

15., verbesserte und erweiterte Auflage
Franzis-Verlag München 1979
130 Seiten, 54 Bilder, 6 Tafeln, Broschur

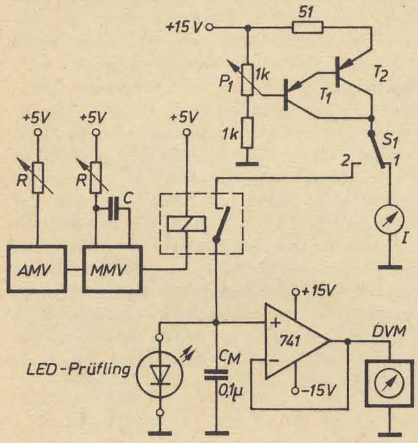
Mit diesem kleinen Büchlein wollen die Autoren den Leser mit den Grundlagen der zielstrebigen, systematischen Fehlersuche in Hörrundfunkempfängern vertraut machen.
Die Vorteile dieser Methoden gegenüber der planlosen Fehlersuche sind offensichtlich, wenn man bedenkt, daß die Reparatur auch eine wirtschaftliche Tätigkeit ist, da sie zeitgerecht und preisgünstig ausgeführt werden muß. Diese Bedingung stellt künftig an den Service, besonders wegen der zunehmenden Vielzahl, Vielfalt und technischen Kompliziertheit der Geräte, erhöhte Anforderungen, die nur mit in jeder Hinsicht rationellen Arbeitsmethoden erfüllt werden können.
Aber nicht nur in ökonomischer Hinsicht ist die systematische Fehlersuche sinnvoll, sondern auch in technischer. Sie ist die Grundlage dafür, daß nicht nur das defekte Bauelement, sondern auch die oftmals außerhalb dieses Bauelementes liegende Fehlerursache ermittelt werden kann. Darüber hinaus ist ein systematisches Vorgehen bei der Reparatur auch die Voraussetzung dafür, daß die bei hochwertigen Geräten geforderten Parameter nach der Reparatur wieder erreicht werden.
All diese Gesichtspunkte behandeln die Autoren im ersten Abschnitt ihrer Broschüre. Die weiteren Ausführungen beziehen sich dann auf die grundlegenden Methoden der systematischen Fehlersuche, also der Spannungs-, Strom- und Widerstandsanalyse sowie auf die für die Fehlereinkreisung vorteilhaften Methoden der Signalzuführung und Signalverfolgung. In den weiteren Abschnitten wird dann vorrangig auf die Fehlersuche in den einzelnen Stufen und auf die Einzelteilüberprüfung eingegangen. Als eine Art Anhang findet der Leser Fehlersuchtabellen für NF- und ZF-Verstärker sowie für Vor- und Mischstufen.
Bei der vorliegenden Auflage wurde hauptsächlich der Einsatz integrierter Schaltkreise in Hörrundfunkempfängern berücksichtigt.
Da die Autoren mit ihren Ausführungen beim Leser positive Einstellungen zur systematischen Fehlersuche herausbilden möchten, ist diese Broschüre sinnvoll für Nachwuchskader geeignet.

O. Orlik

Vom VEB Verlag Technik wird die Herausgabe eines weiteren Titels der Literaturgruppe „RFT-Service" vorbereitet, der mit rationellen Methoden sowohl zur Fehlersuche wie auch zur Fehlerbehebung in Rundfunkempfängern bekanntmachen soll. Dieses etwa 250 Seiten umfassende Buch mit etwa 300 Bildern wird voraussichtlich im IV. Quartal 1980 erscheinen.

Meßschaltung für LED im Impulsbetrieb

Für die Überprüfung der Einsetzbarkeit von Lumineszenzdioden im Impulsbetrieb wird eine Meßschaltung benötigt, die es im einfachsten Fall gestattet, bei vorgegebenem impulsförmigem Diodenflußstrom die dazugehörige Diodenflußspannung zu messen. Abweichungen von der erwarteten Diodenflußspannung weisen auf interne Fehlerquellen hin, wie hoher Durchlaßwiderstand, Substratbrüche oder elektrische Nebenschlußbereiche. Diese Ergebnisse sind unabhängig von der optischen Funktionsweise der LED. Eine speziell für diesen Zweck entwickelte Meßschaltung, die ohne Oszillograf auskommt, besteht aus den Baugruppen: einstellbare Stromquelle, Zeitsteuerschaltung und Spannungsmeßeinrichtung.



Mit dem Potentiometer P_1 wird der gewünschte Meßstrom durch die LED an der Stromquelle (T_1, T_2) eingestellt. Die gezeigte Schalterstellung 1 von S_1 ist für die Eichung des Meßstromes vorgesehen. Über einen Relaiskontakt wird dieser Meßstrom (S_1 in Stellung 2) zeitlich begrenzt auf die zu prüfende LED geschaltet. Die Wiederholfrequenz und die Impulsdauer können unabhängig voneinander an einer astabilen bzw. monostabilen Kippschaltung vorgewählt werden. Die vom LED-Hersteller im Datenblatt ausgewiesenen Grenzwerte des Impulsbetriebes Spitzenstrom, Impulsbreite, Impulspause sind unbedingt einzuhalten.

Der Kondensator C_M ist parallel zum Prüfling geschaltet; er dient zur Zwischenspeicherung des Spitzenwertes der Diodenflußspannung während der Meßzeit. Diese Kondensatorspannung wird mit Hilfe eines als Spannungsfolger (Verstärkung V = 1) geschalteten Operationsverstärkers hochohmig abgetastet und auf ein Voltmeter, besser ist ein Digitalvoltmeter, zur numerischen Ausgabe gegeben.

Für die Erstinbetriebnahme und das Eichen der Zeitsteuerung ist ein Oszillograf erforderlich. Die Zeitbereiche sind entsprechend den Angaben der LED-Hersteller zu dimensionieren. Aus Aufwandsgründen sind als Schaltkreise in integrierter Form vorliegende Kippschaltungen u. a. (. . . 74121, . . . 555) einzusetzen. Zu hohe Flußspannungen bei einem konstanten Flußstrom deuten hin auf hohen Serienwiderstand (pn-Übergang fehlerhaft, Kontaktierungsfehler) und zerbrochene Substrate. Zu niedrige Flußspannung ist die Folge von schädlichen Leitpfaden in der Umgebung des pn-Überganges.

G. Turinsky

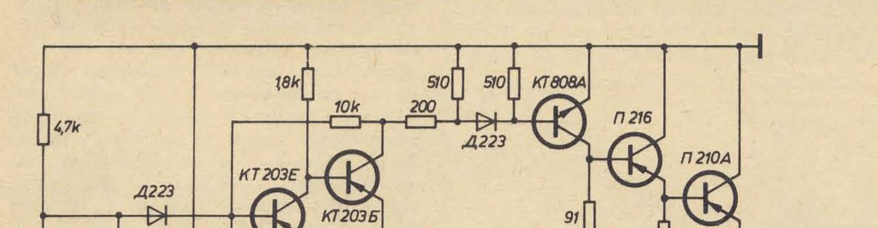
Literatur

[1] Klein, T.: Pulsed-voltage measurements check LED quality. Electronics 50 (1977) H. 13, S. 136

[2] TTL-kompatible Ansteuerschaltungen für Schutzrohrkontakte. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 603 und 604

Elektronische Zündung ISKRA-1

Der sowjetischen Zeitschrift „Za ruljom" Heft 10 (1977) ist die nachstehend dargestellte Schaltung eines elektrisch geregelten Thyristorzündgerätes für Otto-Motoren entnommen. Ihre technischen Daten weisen sie als modernes, zuverlässiges elektronisches Gerät aus, das zur Kraftstoffökonomie beitragen kann. Im Gegensatz zu bisher bekanntgewordenen Thyristorzündgeräten wird hier ein Leistungssperrschwinger mit guten dynamischen Eigenschaften benutzt. Das Gerät ist für Bordnetze mit Minuspol an Masse ausgelegt. Es liefert eine fast konstante Funkenleistung von $\geqq$ 45 mWs bei Speisespannungen von 6,5...15 V. Die Spannung am Kondensator 1 µF (zwei parallelgeschaltete MP-Kondensatoren von 0,5 µF/500 V) beträgt 300...420 V, der aufgenommene Strom bei offenem Unterbrecher 100 mA, bei geschlossenem 300 mA im statischen Fall. Bei 6 000 U/min und einem Vierzylinder-Viertaktmotor beträgt der maximale Primärstrom bei U_{batt} = 15 V 2,5 A. Der Unterbrecherstrom wird $\leqq$ 220 mA gewählt, damit Kontaktverschmutzung nicht zu Aussetzern führt (Konservierungsgleichstrom über die Kontakte). Die Funkendauer beträgt 0,4...0,6 ms, der Zündkerzenelektrodenabstand wird gegenüber der konventionellen Spulenzündung um 20...30 % vergrößert. Das Gerät ist in einem Gehäuse mit den Abmessungen 145 mm × 76 mm × 87 mm untergebracht, wiegt etwa 1 kg und ist in einem Umgebungstemperaturbereich von −40...+55 °C einsetzbar. Maximal zulässige Luftfeuchte bis 98 %.



Sonnenenergie

● Eine verbesserte Ausnutzung der Sonnenenergie läßt sich durch eine transparente Plexiglasscheibe erzielen, in der spezielle Farbstoffmoleküle eingelagert sind, die durch Sonnenlicht zum Fluoreszieren angeregt werden. Da dieses Fluoreszenzlicht nach allen Richtungen gleichmäßig ausgestrahlt wird, bleiben etwa 75 % der Lichtstrahlen in der Platte „gefangen". Sie werden so lange reflektiert, bis sie an den Schnittkanten austreten. An diesen Schnittkanten kann das gesammelte Licht durch eine kleine, mit Solarzellen besetzte Fläche aufgefangen werden. Mehrschichtkollektoren bestehen dabei aus mehreren Platten mit verschiedenen Farbstoffen und unterschiedlichen Sonnenzellen. Die Platten absorbieren einen speziellen Teil des Sonnenlichtspektrums. Das daraus erzeugte Fluoreszenzlicht ist in seinem Spektrum so eingegrenzt und abgestimmt, daß sich bei der angekoppelten Solarzelle ein höherer Wirkungsgrad ergibt. Ziel der Forschungen ist ein Hybridkollektor, der die gesammelten Sonnenstrahlen zu etwa 15 % in elektrischen Strom und die restliche Energie in Wärme umwandelt.

● Bei der Speicherung von Energie greift man immer mehr zu chemischen Substanzen. So läßt sich der Überschußstrom, der von Sonnenkraftwerken in sehr sonnigen Perioden oder von Windkraftwerken bei starkem Wind geliefert und zunächst nicht gebraucht wird, an Elektroden in einem Wasserbad weiterleiten. In das Wasser, das sich in Wasserstoff und Sauerstoff zersetzt, wird CO_2 eingeblasen. Der Wasserstoff verbindet sich mit CO_2 zu Ameisensäure. Ameisensäure ist nicht nur ein wichtiger Rohstoff und vielseitig verwendbar, sondern kann auch in Tanks gelagert oder in Rohrleitungen transportiert werden. Es wird untersucht, ob sich Ameisensäure als Benzinersatz verwenden läßt bzw. ob sie in Brennstoffelementen eingesetzt werden kann.

● Einen Wirkungsgrad von 10,7 % erreicht eine neue japanische Dünnfilmsolarzelle, die aus polykristallinem Silizium in Dünnfilmtechnik hergestellt werden kann. Als Grundsubstanz verwendet man polykristallines Silizium mit einer Reinheit von 98 %, das relativ billig herstellbar ist. Die optisch aktive Schicht bringt man durch einen Epitaxieprozeß auf das Trägermaterial auf. Ein nichtreflektierender Überzug schließt das Element ab. Der Durchmesser der Solarzelle beträgt 5 cm. Sie erreicht eine Leistungsdichte von 100 mW/cm².

● Solarzellen mit einer Flächenausnutzung von etwa 82 % erhält man, wenn die Solarzellen eine quadratische Form aufweisen. Diese Ausnutzung stellt gegenüber einer 70prozentigen Ausnutzung bei herkömmlichen Solarzellen eine vorteilhafte Steigerung dar. Die Abmessungen der Solarzellen betragen 10 cm × 10 cm. Sie liefern maximal 1,25 W bei einer Bestrahlung von 100 mW/cm² und einer Umgebungstemperatur von 20 °C. Durch Zusammenschaltung entsprechender Solarzellen erhält man Solargeneratoren für Ausgangsleistungen zwischen 10 und 40 W.

● Die MIS-Technik hat bei der Herstellung von Sonnenzellen gegenüber der pn-Technologie Vorteile, wenn polykristallines Dünnfilmmaterial oder amorphes Dünnfilmsilizium verwendet wird, da sie weniger Fertigungsschritte erfordert und eine Verbilligung der Sonnenzellen gestattet. Polykristallines und amorphes Silizium sind die billigsten Siliziummaterialien für die Herstellung von Sonnenzellen. Dazu wird eine SiO_2-Schicht über ein dotiertes Polysiliziumsubstrat aufgewachsen. Dieser Schicht folgt eine halbtransparente Chromschicht. Die dünnen Schichten bilden einen Schottky-Barrierenübergang. Beide Schichten werden mit einer Kupferschicht abgedeckt. Weiterhin folgen eine Chromschicht (Oxydationssperre), ein Aluminiumgitter und ein antireflektierender SiO_2-Überzug. Der maximal mögliche Wirkungsgrad derartiger Sonnenzellen beträgt 17,6 %. Praktisch sollen bis 1985 Si-Zellen mit einem Wirkungsgrad von 10...11 % herstellbar sein. Allerdings muß die Widerstandsfähigkeit gegenüber atmosphärischen Einflüssen, Wasser und Verunreinigungen noch erhöht werden.

Schaltungsanordnung für eine Solarzellen-Stromversorgung

Die Situation auf dem Energiesektor zwingt zunehmend dazu, die Frage nach alternativen Energiequellen einer Beantwortung näher zu bringen. Solarzellen spielen dabei eine ständig wachsende Rolle. Einer der Hauptnachteile, der sich besonders in unseren Breiten auswirkt, ist die starke Abhängigkeit von Dauer und Intensität der Lichteinstrahlung. Ein Pufferbetrieb mit Batterie ist somit unumgänglich.

Die im Bild dargestellte Schaltung enthält eine 12-V-Bleibatterie, die über eine Solarzellenanordnung nachgeladen wird. Die Schaltung ist vom Aufwand her vertretbar, wenn ein Vierfach-Operationsverstärker eingesetzt wird. In der Anordnung wird am Ausgang von V_4 eine Referenzspannung bereitgestellt. Der Verstärker V_3 arbeitet ständig als Rechteckimpulsgenerator. Mit Hilfe des Verstärkers V_2 (Komparator) wird die Referenzspannung mit der tatsächlichen Batteriespannung verglichen. Ist die Batterie hinreichend aufgeladen, schaltet der Ausgang von V_2 auf negatives Potential; die Lumineszenzdiode LED_2 zeigt diesen Zustand durch Aufleuchten im Rhythmus des astabilen Multivibrators V_3 an (Betriebsbereitschaft der Anordnung).

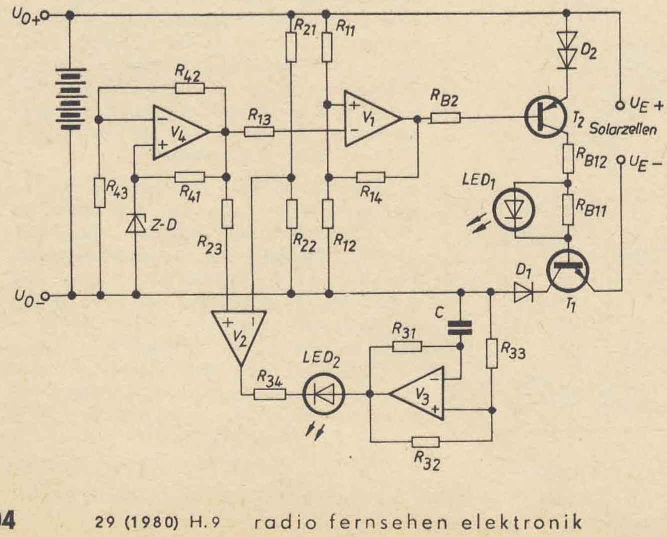
Die Batteriespannung wird weiterhin mit V_1 ständig überwacht. Während jedoch V_2 die untere Entladespannung, bei deren Unterschreitung kein Strom mehr entnommen werden darf, kontrolliert, überwacht V_1 die Ladeschlußspannung der Pufferbatterie. Bei voll aufgeladener Batterie befindet sich folglich der Ausgang von V_1 auf positivem Sättigungspotential. Der Schaltverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2 ist gesperrt. Die Lumineszenzdiode LED_1 leuchtet nicht. Sinkt die Batteriespannung infolge Stromentnahme unter die Ladeschlußspannung ab, schaltet V_1 um, und es erfolgt eine Aufladung durch Anschalten der Solarzellen. Der Ladevorgang wird durch Aufleuchten von LED_1 angezeigt. Sind die Solarzellen unbeleuchtet, fließt kein Ladestrom. In diesem Fall schaltet auch der Transistor T_1 nicht ein, und LED_1 leuchtet nicht. Die Diode D_1 verhindert in diesem Zustand die Entladung der Batterie über die Solarzellen.

Sinkt die Spannung an der Batterie unter einen bestimmten Grenzwert (untere Entladespannung), schaltet der Verstärker V_2 um, und das Blinken von LED_2 hört auf. Damit wird signalisiert, daß die weitere Entnahme von Strom zu unterbleiben hat.

Die beschriebene Schaltung ist vielfältig abwandelbar und anderweitig einsetzbar. Erinnert sei in diesem Zusammenhang besonders an automatische Ladegeräte.

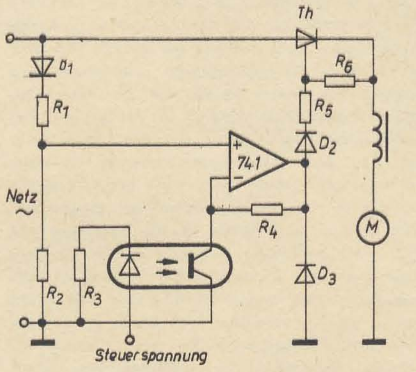
Literatur

Millard, G. J.: Solar-powered regulator charges batteries efficiently. Electronics 52 (1979) H. 19, S. 130



Ferngesteuerte Drehzahleinstellung

Unser Bild aus Electronics 53 (1980) H. 3, S. 99, zeigt das Prinzipschaltbild einer mit optoelektronischen Mitteln arbeitenden Fernsteuerung für einen Allstrommotor. Mit einer relativ geringen Steuerspannung läßt sich die Drehzahl des Motors einstellen, wobei durch den Optokoppler die Einstellorgane (Einsteller) von der Motorschaltung getrennt sind. Die Steuerspannung liegt in der Größenordnung von 0...3 V und wird an den Optokoppler angelegt. In Abhängigkeit vom Licht, das die Leuchtdiode des Optokopplers aussendet, wird der Widerstand



zwischen Drain und Source des Lichtempfängers (Feldeffekttransistor) verändert. Damit wird gleichzeitig die Verstärkung des Operationsverstärkers beeinflußt, der die gleichgerichtete Netzspannung verstärkt. Wenn die augenblickliche Ausgangsspannung des Operationsverstärkers größer als die Gegen-EMK des Motors ist, leitet die Diode D_2, und der Thyristor ist eingeschaltet. Damit liegt am Motor eine entsprechende Spannung an. Je größer der Unterschied zwischen der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers und der Gegen-EMK des Motors ist, um so früher wird der Thyristor gezündet. Stehen nur Bauelemente mit geringerer Spannungsbelastbarkeit zur Verfügung, so kann am Eingang der Steuerschaltung ein Transformator verwendet werden.

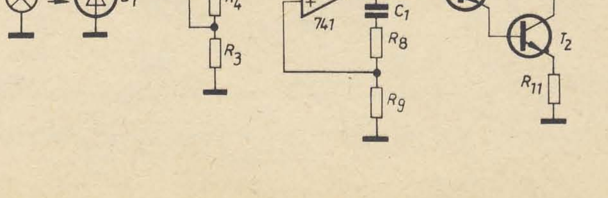
Optoelektronik

● Die Optoelektronik bringt auch beim Durchschalten von Telefonverbindungen Vorteile. Ein Schaltpunkt besteht aus einem Thyristor, der durch eine Leuchtdiode geschaltet wird. Zu jedem Schaltpunkt gehören eine Leuchtdiode und zwei Thyristoren. Auf diese Weise lassen sich Signal- und Steuerleitungen voneinander isolieren. Zum Durchschalten wird ein Mikroprozessor benutzt. Die optischen Schaltungen arbeiten mit niedrigen Impedanzen, so daß sie ohne Anpassungen mit den Telefonschaltungen verbunden werden können.

● Eine Neuerung auf dem Gebiet der optischen Nachrichtentechnik ist ein Telefon, das über eine einzelne Glasfaserleitung mit der Zentrale in Verbindung steht. Alle Signale wie Wählimpulse, Sprache und Weckimpulse werden ausschließlich über Licht übertragen. Lichtquelle ist ein zentraler Laser. Für die Modulation des Lichtes werden neuartige Bauelemente benötigt, um den Umweg über den elektrischen Strom möglichst zu vermeiden. Beim Versuchsaufbau einer derartigen Einrichtung wird das ankommende Licht an einer Membran reflektiert und so mit dem Sprachsignal moduliert. Die Membran entspricht also der Sprechkapsel des herkömmlichen Telefons. Beim Hören fällt das ankommende modulierte Licht auf eine Fotodiode. An die Stelle der bisher mechanisch betätigten Glocke tritt ein piezoelektrischer Schallwandler.

Magnetische Hubeinrichtung für kleine Objekte

Die reibungslose Lagerung kleiner rotierender Teile bzw. das freie Schweben kleiner Teile im Raum läßt sich im Prinzip mit der in unserem Bild aus Electronics 53 (1980) H. 2, S. 127, 129, gezeigten Schaltung realisieren. Über eine optoelektronische Strecke wird festgestellt, welchen Abstand das schwebende Objekt von einem Elektromagneten einnimmt. Die optoelektronische Strecke wird dazu unter dem Elektromagneten L_1 angeordnet. Das von einer kleinen Glühlampe stammende Licht, das über geeignete optische Einrichtungen den Abstand des Objektes vom Magneten ermittelt, gelangt auf eine Fotodiode, deren Ausgangssignal von V_1 verstärkt wird. V_2 stellt mit seinen Bauelementen die Servoschaltung dar, wobei C_1, R_8 und R_9 eine positive Rückkopplung für die höherfrequenten Komponenten des Positionssignals bilden. Über die Ausgangsstufe (T_1 und T_2) wird der Elektromagnet L_1 angesteuert, der zur Vormagnetisierung mehrere Permanentmagnete enthält. Über R_1 ist eine Feineinstellung der jeweiligen Position des Magnetobjekts unter der Hubspule L_1 möglich. Auf diese Weise lassen sich Abstände zwischen 2,5 mm und 20 mm realisieren.

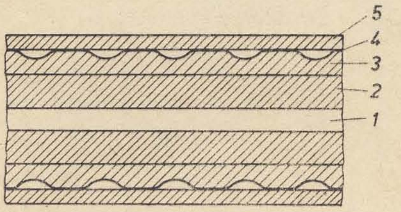


Patente

Koaxiales HF-Kabel mit Metallfolienaußenleiter

DD-WP 136 676
Int. Cl.²: H 01 P 3/06
Anmelder: Kombinat VEB Kabelwerke Oberspree (KWO) „Wilhelm Pieck"

Die Erfindung betrifft koaxiale HF-Kabel zur Verwendung in Empfangsantennenanlagen. Durch die Erfindung soll ein HF-Kabel mit einem Metallfolienaußenleiter geschaffen werden, der eine dehnungsfähige Struktur und einen dichten Verschluß der überlappten Bandkanten aufweist.
Diese Aufgabe wird gelöst, indem einmal eine dehnungsfähige Struktur, beispielsweise in Form einer Querwellung, in den Außenleiter einschließlich den Bereich der formschlüssig überlappten Bandkanten eingeprägt ist und zum anderen eine unter dem Außenleiter angeordnete kompressible dielektrische Schicht, beispielsweise aus Zellpolyäthylen geringer Dichte, die sich auch bis zum Innenleiter erstrecken kann.



Zur Lagesicherung des Innenleiters kann zwischen diesem und der kompressiblen dielektrischen Schicht eine Schicht aus einem dielektrischen Material mit höherer mechanischer Festigkeit, z. B. aus massivem oder Zellpolyäthylen normaler Dichte, angeordnet sein.
Das Bild zeigt den Aufbau des Kabels. Der Innenleiter 1 aus einem Kupferrunddraht ist von der dielektrischen Schicht 2 umschlossen, die aus Zellpolyäthylen mit einer Dichte von 0,46 g/cm³ und einer Dielektrizitätskonstante von 1,5 besteht. Die darüber angeordnete kompressible Schicht 3 besteht aus Zellpolyäthylen mit einer mittleren Dichte von 0,30 g/cm³ und einer Dielektrizitätskonstanten von 1,3. Der aus einer in Umfangsrichtung überlappten Kupferfolie von 0,05 mm Dicke bestehende Außenleiter 4 ist in Abständen von 2,5 mm mit Querwellen versehen, die etwa 0,3 mm tief auch in die darunterliegende Schicht 3 und den nicht dargestellten Überlappungsbereich der Bandkanten eingedrückt sind, so daß eine formschlüssige Überlappung und damit ein dichter Verschluß erreicht ist. Unter den Querwellen ist die Schicht 3 komprimiert und weist dort eine höhere, zwischen den Querwellen eine geringere mittlere Dichte auf. Die Sicherung der Lage des Außenleiters und des dichten Verschlusses der überlappten Bandkanten wird durch den Kabelmantel 5 bewirkt.
Mit diesem HF-Kabel wird ein Kopplungswiderstand von max. 5 mΩ/m bei 30 MHz erreicht.

Entzerrernetzwerk für Chromdioxidbandumschaltung für Kassettenbandgeräte

DD-WP 133 378
Int. Cl.²: G 11 B 5/45
Anmelder: VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik

Zur Zeit werden Chromdioxid- und Eisenoxidbandkassetten angeboten. Diese Bandkassetten haben unterschiedliche Eigenschaften. Die Wiedergabezeitkonstanten unterscheiden sich: Es ist eine unterschiedliche Höhenanhebung bei der Aufnahme notwendig, der Aufzeichnungs-, Vormagnetisierungs- und der Löschstrom sind ebenfalls unterschiedlich. Um Kassetten mit diesen unterschiedlichen Eigenschaften abspielen zu können, sind normalerweise zwei Entzerrernetzwerke notwendig. Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Entzerrernetzwerk mit Chromdioxidbandumschaltung für Kassettenbandgeräte zu schaffen, bei dem das Aufnahme- und Wiedergabeentzerrernetzwerk für Eisenoxidbänder mit denen für Chromdioxidbänder zu einem einzigen Netzwerk zusammengefügt und mit einem einzigen Umschalter versehen ist.

Bei der Aufzeichnung ist der Verstärker über einen Aufnahme-Wiedergabe-Umschalter mit dem Aufnahmeteil verbunden. Die Rückkopplung des Verstärkers und damit die notwendige Vorverzerrung erfolgt über eine Widerstands-Kondensatorkombination. Soll ein Eisenoxidband bespielt werden, so ist die eine Kondensator-Widerstandsreihenschaltung enthaltende Erdleitung an Masse angeschlossen, so daß der zum Gegenkopplungsnetzwerk führende Zweig der Widerstands-Kondensatorkombination über ein RC-Glied geerdet ist. Wird ein Chromdioxidband bespielt, so läuft diese Erdleitung leer. Damit ist einer Widerstands-Kondensatorkombination der andere Zweig parallelgeschaltet.

Im Aufnahmeteil ist beim Abspielen eines Eisenoxidbandes vor den Aufnahmekopf ein Stromteiler geschaltet, so daß ein Teil des Signalstromes über den Bandsortenumschalter an Masse geführt wird. Da dem Löschgenerator ein Vorwiderstand zugeschaltet ist, wird von ihm der entsprechende Lösch- und Vormagnetisierungsstrom abgegeben. Nach Umschalten des Bandsortenumschalters beim Bespielen eines Chromdioxidbandes erhält der Aufnahmekopf den vollen Signalstrom, da der Stromteiler abgeschaltet ist. Gleichzeitig wird der Vorwiderstand des Löschgenerators kurzgeschlossen und dadurch der Lösch- und Vormagnetisierungsstrom verändert.

Bei Wiedergabe ist die Aufnahmeleitung abgeschaltet. Die Rückkopplung erfolgt über das Gegenkopplungsnetzwerk. Es muß eine bandsortengerechte Höhen- und Tiefenanhebung erfolgen. Beim Abspielen von Eisenoxidbändern erfolgt die Höhenentzerrung durch den Kondensator und die dazu in Reihe geschalteten Widerstände sowie die Kondensator-Widerstandsreihenschaltung der einen an Masse über den Bandsortenumschalter angeschlossenen Erdleitung. Die Tiefenentzerrung erfolgt durch den gleichen Kondensator und die beiden in Reihe geschalteten und zum Kondensator parallelliegenden Widerstände. Werden Chromdioxidbänder abgespielt, so werden nach erfolgter Umschaltung des Bandsortenumschalters die Höhen nur durch den Kondensator und zu ihm in Reihe geschaltete Widerstände entzerrt, während die Tiefenentzerrung durch den Kondensator, die hierzu parallelliegenden Widerstände und den Widerstand der anderen Erdleitung erfolgt.

Hohlleitereinsatz mit Hohlraumresonator für Kryostaten

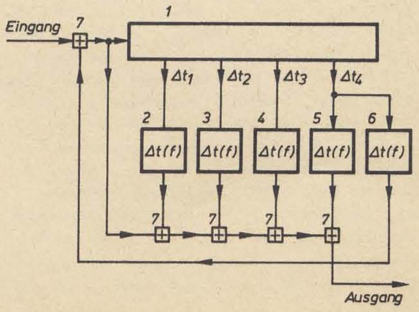
DD-WP 138 721
Int. Cl.²: H 01 P 7/06
Anmelder: Karl-Marx-Universität Leipzig

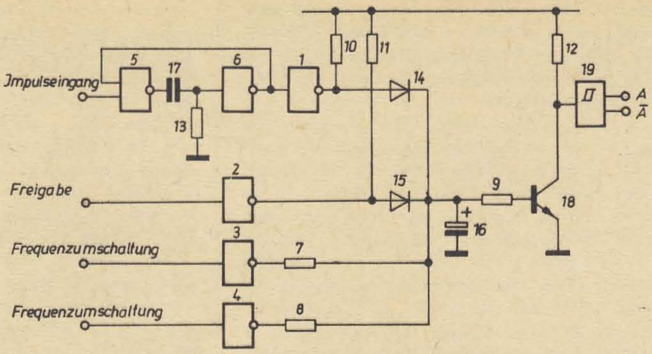
Die Erfindung betrifft einen Hohlleitereinsatz mit einem Hohlraumresonator für einen Tieftemperaturkryostaten. Die Auslegung erfolgt so, daß ein einfacher und schneller Probenwechsel ohne Erwärmung des Kryostaten möglich ist. Als Kühlmittel lassen sich flüssiges Helium (T = 4,2 K), flüssiger Wasserstoff (T = 20 K) und flüssiges Neon (T = 27 K) einsetzen. Die Erfindung kann auf dem Gebiet der paramagnetischen Elektronen-Doppelresonanz (EPR), der Elektronen-Kern-Doppelresonanz (ENDOR) und bei Meßverfahren im Mikrowellenbereich, speziell im X-Band, Verwendung finden.
Es sind Hohlleitereinsätze bekannt, die keinen Probenwechsel ohne Öffnung des Kryostaten gestatten. Bei einem Wechsel der Probe, die sich im Hohlraumresonator befindet, sind folgende Arbeitsgänge notwendig: Entfernen des Kühlmittels aus dem Kryostaten durch Verdampfung, Erwärmung des Kryostaten, Ausbau und Öffnung des Hohlraumresonators, Probenwechsel, Einbau und Schließung des Resonators in den Kryostaten, Vor- und Abkühlung des Kryostaten. Diese Arbeitsweise ist sehr aufwendig und hat einen hohen Kühlmittelverbrauch zur Folge.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Hohlleitereinsatz zu schaffen, bei dem die Probe ohne Erwärmung und Demontage gewechselt werden kann.
Der Hohlleiter weist in einer Achse zum Resonator eine kreisrunde Öffnung mit einer Dichtung auf. Durch diese Öffnung wird ein Quarzstab durch den Hohlleiter in einen insbesondere rechteckigen Hohlraumresonator vom Typ H_{102} eingeführt. Der Quarzstab wird an dem Ende, das in den Hohlraumresonator eingeführt wird, mit einer PTFE-Hülse versehen. In diese Hülse wird die zu messende Probe eingebracht. Durch geringfügige Variation der Eintauchtiefe (± 1 mm) des Quarzstabes kann eine Änderung der Ankopplung des Hohlraumresonators erfolgen. Der Quarzstab kann gleichzeitig als Lichtleiter zur Bestrahlung der Probe mit monochromatischem Licht dienen. Außerdem kann die Probe mit diesem Quarzstab gedreht werden, so daß bei Verwendung in der EPR- und ENDOR-Spektroskopie Anisotropiemessungen im Magnetfeld leicht durchführbar sind. Deshalb befindet sich am oberen Ende des Quarzstabes oberhalb der Dichtung eine 360°-Skale mit Nonius. In diesem Resonator ist in der Ebene, in der die elektrische Mikrowellenfeldstärke Null ist, eine Flachspule zur Erzeugung eines zusätzlichen HF-Feldes (1...100 MHz) angeordnet. Somit können sowohl EPR- als auch ENDOR-Messungen durchgeführt werden.

Zusatzeinrichtung für Schallverzögerungsanlagen

DD-WP 134 831
Int. Cl.²: H 04 R 3/12
Erfinder: Prof. Dr.-Ing. W. Wöhle und Dr.-Ing. G. Schroth

Die Erfindung betrifft Zusatzeinrichtungen für Schallverzögerungsanlagen, die den bei der Mischung verzögerter Signale auftretenden unangenehmen Klangeffekt möglichst weitgehend beseitigen, ohne daß dabei spezielle Forderungen an die Parameter Verzögerungszeit und Pegel der einzelnen überlagerten Signale gestellt werden.
Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß in die einzelnen Signalwege, zwischen den einzelnen Ausgängen eines Verzögerungsgerätes und den Mischstellen, frequenzabhängig signalverzögernde Glieder eingeschaltet sind, die unterschiedliche Laufzeitfrequenzgänge haben.
Das Bild zeigt eine Einrichtung zur Erzeugung eines Signalgemisches, bestehend aus Direkt-





signal, mehreren zeitlich verzögerten Reflexionen und einem Nachallanteil. Das zu verarbeitende Eingangssigal wird einem Verzögerungsgerät 1 zugeführt. Diesem werden um die Zeiten Δt_1 bis Δt_4 verzögerte Signale entnommen, über die frequenzabhängig signalverzögernden Netzwerke 2 bis 5 in den Addiergliedern 7 mit dem Eingangssignal und den übrigen verzögerten Signalen gemischt und dem Ausgang zugeführt. Das letzte verzögerte Signal wird außerdem über ein weiteres Netzwerk 6 auf den Eingang zurückgeführt. Im Ausführungsbeispiel werden für alle eingefügten Netzwerke Allpässe, die einen frequenzunabhängigen Amplitudenübertragungsfaktor haben, eingesetzt, obwohl diese spezielle Forderung nur für das Netzwerk 6 notwendig ist.

Genaue Bemessungsvorschriften für die zu wählenden Werte C und L erübrigen sich, da die erfindungsgemäße Wirkung der Allpässe nicht an speziell definierte Laufzeitfrequenzgänge gebunden ist. Bei der Festlegung der Werte ist lediglich darauf zu achten, daß über den gewünschten Frequenzbereich verteilte und bei den einzelnen Gliedern unterschiedliche Laufzeitfrequenzgänge vorhanden sind.

Schaltungsanordnung zur frequenzabhängigen Erfassung von Impulsfolgen

DD-WP 140 321
Int. Cl.²: H 03 K 5 19
Erfinderkollektiv

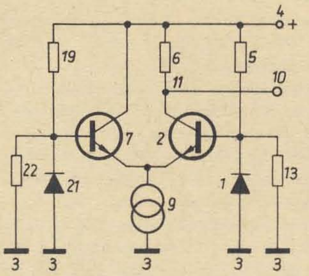
Die Erfindung betrifft eine Schaltung zur frequenzabhängigen Erfassung von Impulsfolgen, wie sie beispielsweise in Drehzahlüberwachungsgeräten benötigt wird. Um von der Eingangsimpulsdauer unabhängig zu sein, ist dem Eingang ein Monoflop nachgeschaltet. Für die Frequenzumschaltung sind elektronische Schalter in Verbindung mit Widerständen vorgesehen.

Die Schaltung besteht aus den invertierenden Schaltern 1 bis 6, die z. B. als TTL-Gatter ausgebildet sind, den Widerständen 7 bis 13, den Dioden 14, 15, den Kondensatoren 16, 17, dem Schalttransistor 18 und dem Schwellwertschalter 19. Zur Funktionserläuterung wird zunächst angenommen, daß dem Schalttransistor 18 über die Widerstände 11, 9 und die Diode 15 ein ausreichender Basisstrom zur Verfügung gestellt wird. Am Ausgang A des Schwellwertschalters liegt H-Pegel. Wird zu Beginn einer Impulsüberwachung ein Freigabesignal gegeben, so wird der Ausgang des Gatters 2 auf L-Pegel gelegt. Der Transistor verbleibt im stromführenden Zustand, bis der Kondensator 16 entladen ist. Wird der Kondensator nicht nachgeladen, wechselt der Ausgang A des Schwellwertschalters auf L-Pegel. Setzt am Gatter 1 die Impulsfolge rechtzeitig ein, so wird der Kondensator 16 ständig aufgeladen, und es erfolgt kein Potentialwechsel am Ausgang A. Über die Eingänge Frequenzumschaltung werden die Widerstände 7, 8 gegen Masse geschaltet und damit die Ladezeitkonstante für den Kondensator verringert. Durch diese Umschaltung ist es möglich, unterschiedliche Drehzahlen zu überwachen, bei denen nach Ausbleiben der Impulsfolge nach genau vorgegebener Zeit ein Schaltvorgang ausgelöst wird. Setzt die Impulsfolge am Eingang aus bzw. erhöht sich der zeitliche Abstand zwischen zwei Impulsen über ein bestimmtes Maß hinaus, dann erfolgt keine genügende Aufladung des Kondensators 16, und es kommt am Ausgang A zu einem Wechsel des Schaltzustandes. Dieser Signalwechsel kann zur Steuerung von Schutz- und Sicherungsvorrichtungen genutzt werden.

Monolithisch integrierbare optoelektronische Schaltung

DD-WP 133 016
Int. Cl.²: H 03 F 3/45
Anmelder: VEB Kombinat Mikroelektronik, Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Die Erfindung betrifft eine Schaltung, die zur einwandfreien galvanischen Trennung zweier Stromkreise als Signalempfangs- bzw. Koppelglied, meist in Verbindung mit Verstärkerschaltungen, oder als symmetrischer Differenzverstärker (siehe Bild) anzuwenden ist. Die Katode der Fotodiode 1 ist mit der Basis des Eingangstransistors 2 des Differenzverstärkers verbunden. Der Pluspol 4 der Betriebsspannungsquelle liegt über den Lade- und Entladewiderstand 5 an der Basis des Eingangstransistors 2, über den Arbeitswiderstand 6 an dem Kollektor des



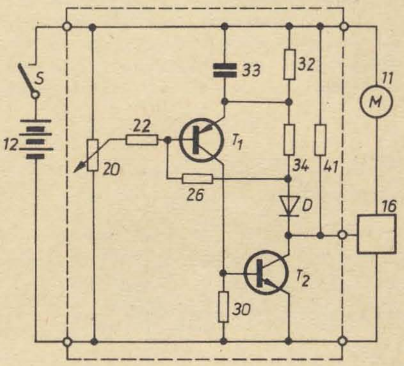
Transistors 2 und direkt am Kollektor des Transistors 7 des Differenzverstärkers. Die Basis des Transistors 7 liegt über den Ableitwiderstand 22 am Minuspol 3. Zwischen den miteinander verbundenen Emittern der Transistoren 2 und 7 und dem Minuspol 3 ist die Konstantstromquelle 9 geschaltet. Der Signalausgang 10 ist mit dem Knotenpunkt 11 verbunden.

Durch den schaltungsbedingten Betrieb des Transistors 7 liegt das Basispotential des Transistors 2 nahe der Größe der Betriebsspannung. Demzufolge ergibt dies an der Fotodiode 1 eine große Sperrspannung und am Lade- und Entladewiderstand 5 nur einen kleinen Spannungsabfall, wodurch Grenzfrequenzen erreicht werden, die größer sind als 10 MHz. Parallel zum Ableitwiderstand 22 ist mit der Anode am Minuspol 3 die Fotodiode 21 als zusätzliches fotoelektrisches Bauelement geschaltet. Die Basis des Transistors 7 ist über den Einstellwiderstand 19 mit dem Pluspol 4 und über den Entladewiderstand 22 mit dem Minuspol 3 verbunden. Dadurch, daß die lichtgesteuerten Fotodioden 1 und 21 rückwirkungsfrei das Potential an der Basis der Transistoren 2 und 7 steuern und sich demzufolge die Spannungen an der Basis der Transistoren 2 und 7 unabhängig einstellen, liegt ein symmetrischer Differenzverstärker mit zwei unabhängig voneinander steuerbaren Eingängen vor.

Impulsgenerator zur Erzeugung von Signalen mit veränderbarem Tastverhältnis

DE-OS 2 260 152
Int. Cl.²: H 03 K 3/281
Anmelder: Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Der Impulsgenerator besteht aus einer mit komplementären Transistoren aufgebauten Kippschaltung, deren Umkippen in an sich bekannter Weise in Abhängigkeit von der Spannung am Kondensator 33 und an der Basis des ersten Transistors (Abgriff des Potentiometers 20) erfolgt. Im Unterschied zum Stand der Technik ist bei dieser Schaltung das Tastverhältnis zwischen 0 und 1 kontinuierlich über ein Potentiometer einstellbar. Der Impulsgenerator ist deshalb besonders zur Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors einsetzbar. Die Ansteuerung des Motors erfolgt über einen Leistungsschalter 16, der seinerseits von dem Impulsgenerator ausgesteuert wird



Nach dem Schließen des Hauptschalters S sind auf Grund der Potentiale an den Basis- und Emitterelektroden beide Transistoren stromführend. Der Kondensator 33 wird durch T_2 und den Widerstand 34 aufgeladen. Wegen des stromführenden Transistors T_2 ist das Potential am Eingang des Leistungsschalters 16 nahezu Null. Durch die Aufladung des Kondensators verringert sich die Basis-Emitterspannung von T_1, wodurch dieser aus der Sättigung herausgesteuert wird. Die Zunahme der Kollektor-Emitterspannung von T_1 verschlechtert auch die Aussteuerung des zweiten Transistors. Das Kollektorpotential von T_2 verschiebt sich in positiver Richtung. Das Sperren beider Transistoren wird durch den Rückkopplungswiderstand 26 beschleunigt. Über den Widerstand 41 wird nun die Batteriespannung an den Leistungsschalter gelegt. Eine Rückwirkung auf den Impulsgenerator erfolgt nicht, da die Diode in diesem Zustand gesperrt ist. Durch die zwischenzeitliche Entladung des Kondensators 33 über den Widerstand 32 werden T_1 und T_2 wieder stromführend, wodurch ein niedriges Potential an den Leistungsschalter gelangt. Der Kondensator wird wieder aufgeladen, und der besprochene Vorgang beginnt von neuem. Die an den Leistungsschalter gelangende Wechselspannung pendelt also zwischen dem Wert Null und der Betriebsspannung, wobei das Tastverhältnis von der Stellung des Abgriffs am Potentiometer abhängt. Durch das Verändern der Abgriffstellung wird sowohl die Impulszeit als auch die Impulspause des Ausgangssignals verändert.

Die Dimensionierung der Schaltung ist völlig unkritisch. Der Rückkopplungswiderstand 26 läßt sich so bestimmen, daß ein sicherer Betrieb bei allen üblichen Bauelementetoleranzen und Betriebsbedingungen gewährleistet ist. Vorteilhaft ist außerdem, daß das Potentiometer räumlich getrennt von der übrigen Schaltung angeordnet werden kann und nur eine Steuerleitung notwendig ist.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 6. 1980 bis 15. 7. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
12. 6.–19. 6.	+0,2 s	+0,04 s
20. 6.–30. 6.	+0,2 s	+0,02 s
1. 7.–12. 7.	+0,2 s	0,00 s
ab 13. 7.	+0,2 s	−0,02 s

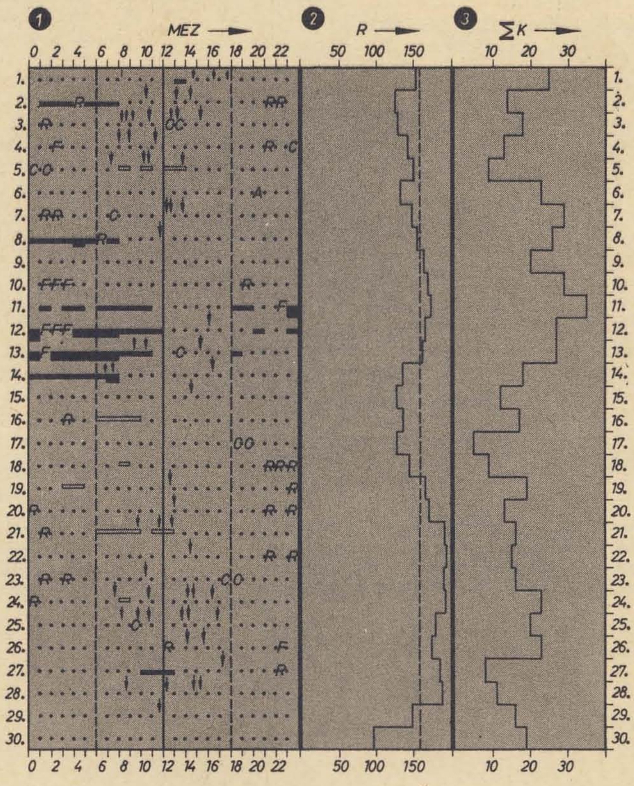
3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h 15^{min} 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h 15^{min} 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h 05^{min}$ und $13^h 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 6.	+0,017 267 1 s	−0,3
17. 6.	+0,017 270 8 s	+0,1
18. 6.	+0,001 303 7 s	0,0
19. 6.	+0,001 303 8 s	0,0
20. 6.	+0,001 303 9 s	0,0
21. 6.	+0,001 307 6 s	−0,2
22. 6.	+0,001 307 6 s	−0,2
23. 6.	+0,001 303 9 s	−0,1
24. 6.	+0,001 265 0 s	−0,1
25. 6.	+0,001 234 2 s	+0,1
26. 6.	+0,001 230 7 s	−0,2
27. 6.	+0,001 230 6 s	−0,2
28. 6.	+0,001 231 5 s	−0,8
29. 6.	+0,001 234 4 s	−0,1
30. 6.	+0,001 230 8 s	+0,9
1. 7.	+0,000 681 0 s	−0,2
2. 7.	+0,016 224 0 s	+0,1
3. 7.	+0,008 383 4 s	0,0
4. 7.	+0,008 383 5 s	0,0
5. 7.	+0,008 387 2 s	−0,3
6. 7.	+0,016 419 0 s	−0,2
7. 7.	+0,008 383 6 s	−0,3
8. 7.	+0,008 387 3 s	−0,2
9. 7.	+0,008 387 4 s	−0,1
10. 7.	+0,008 387 4 s	+0,1
11. 7.	+0,008 387 6 s	−0,3
12. 7.	+0,008 387 6 s	−0,3
13. 7.	+0,008 387 6 s	−0,5
14. 7.	+0,008 384 0 s	−0,4
15. 7.	+0,008 352 0 s	+0,1

KW-AUSBREITUNG

im Juni 1980 und Vorschau für September 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Juni 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- +41 % und darüber
- +31 ··· +40 %
- +21 ··· +30 %
- +20 ··· −20 %
- −21 ··· −30 %
- −31 ··· −40 %
- −41 % und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

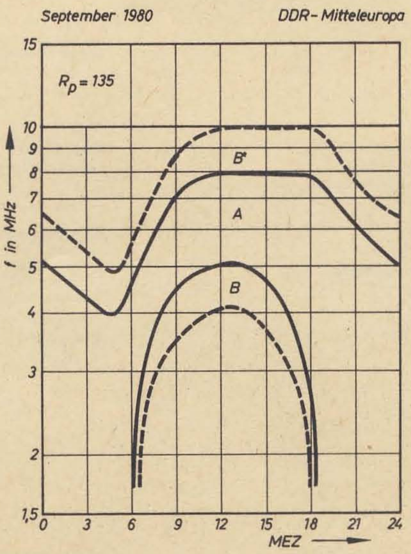
❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_P (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

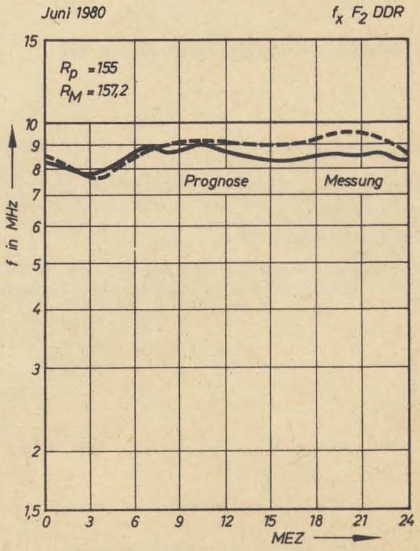
Frequenzberatung

September 1980 *DDR-Mitteleuropa*



Gegenüberstellung Prognose/Messung

Juni 1980 *f_x F_2 DDR*



Vorschau für September 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Einfache Spannungs-Frequenzwandler

Ing. Harro Kühne

Im Beitrag werden zwei U-f-Wandler beschrieben, die sich durch relativ geringen schaltungstechnischen Aufwand auszeichnen. Die Umsetzkonstante beider Wandler beträgt 10 kHz/V. Sie wurden für die Eingangsspannungsbereiche von $U_e = 0 \ldots 1$ V bzw. $-U_e = 0 \ldots 1$ V dimensioniert. Eine Überschreitung dieser Grenzen ist ohne Linearitätseinbuße um 50 % möglich.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 530

Auslandstechnik — Bauelemente und -gruppen

Neue Anwendungen des Halleffektes

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Ausgehend von den Grundlagen des Halleffektes werden in Hallelementen bevorzugt eingesetzte Materialien und neuere Anwendungen vorgestellt. Das Anwendungsgebiet des Halleffektes in Wissenschaft, Technik und Industrie erweitert sich ständig. Die angeführten Beispiele geben dazu einen Überblick.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 532

Messung nichtelektrischer Größen — Speichertechnik
Magnetische Verfahren

Bandzugmeßkassette

Dr.-Ing. Walter Siegemund

Von wesentlichem Einfluß auf die Wiedergabequalität von Kassettentonbandgeräten ist der zwischen Tonwelle und Aufnahme-Wiedergabekopf wirkende Bandzug. Die im ZRF Dresden speziell zur Messung dieses Bandzuges entwickelte Kassette kann bei Doppel- und Einfachcapstangeräten bei Spielbetrieb und in den Betriebsarten schneller Vor- und Rücklauf eingesetzt werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 534

Kritische Bemerkungen — Speichertechnik
Magnetische Verfahren

Wir lernten kennen
Stereomagnetbandgerät B 93

Die Gebrauchswerteigenschaften des aus der ČSSR importierten Magnetbandgerätes Tesla B 93 werden kritisch eingeschätzt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 535

Grundlagen und prinzipielle Verfahren — Technologie
Übertragungsverfahren

Akustische Bildtechnik

Der Beitrag geht auf die Grundprinzipien dieser Technik ein und behandelt spezielle Nachweismethoden akustischer Wellen, die Bildsignalverarbeitung sowie die Einsatzmöglichkeiten der akustischen Bildtechnik.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 536

Bauelemente und -gruppen
Spannungs- und Stromquellen

Regenerierung von Primärzellen

Dr. Hans Werner Uhlig und Chem.-Ing. Heinz Palis

In diesem Beitrag wird neben der Funktion von Primär- und Sekundärzellen gezeigt, welche Probleme sich beim Aufladen von Primärzellen ergeben. Es stellt sich heraus, daß die gegenwärtig verbreiteten Primärzellen nicht aufgeladen werden sollten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 555

Technologie
Prüftechnologie

Qualitätscharakterisierung des einkristallinen Siliziums

B. Mischke, H. Riemann, W. Schröder und E. Wolf

Steigende Anforderungen an Halbleiterbauelemente der Elektronik machen eine genauere Kenntnis des Ausgangsmaterials erforderlich. Silizium, das zur Zeit meistbenutzter Halbleiterwerkstoff ist, stellt in diesem Artikel ein Synonym für alle anderen Halbleitermaterialien wie Galliumarsenid, Germanium u. a. dar. Es werden in diesem Rahmen wichtige Untersuchungsmethoden und Ergebnisse vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 559

Grundlagen und prinzipielle Verfahren — Bauelemente und -gruppen
Sonstige Bauelemente und -gruppen

Akustoelektronische Bauelemente

Werner Buff

Es wird ein Überblick über bereits existierende akustoelektronische Bauelemente gegeben und Möglichkeiten zukünftiger Anwendungen werden gezeigt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 563

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach dem Deltamodulationsverfahren

Ing. Harro Kühne

In diesem Beitrag wird ein A-D-Umsetzer vorgestellt, der nach dem Deltamodulationsverfahren arbeitet. Er ist in der Lage, positive Eingangsspannungen von 0...1 V zu verarbeiten. Wegen seiner weiteren Daten ist er besonders für die Anwendung in Mikroprozessorsystemen geeignet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 566

Bauelemente und -gruppen
Leiterplatten und Leitungen

Microstripleitungen mit einer Schlitzöffnung in der Bezugsebene

Anhand von Meßergebnissen und Berechnungen aus der internationalen Fachliteratur werden die Zusammenhänge zwischen der Gestaltung der Schlitzöffnung und den Leitungsgrößen bei der Wellenwiderstandserhöhung von Microstripleitungen dargelegt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 589

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Entwurf elektronischer Kleinthermostate

Dipl.-Ing. Gerald Kell

Im vorliegenden Beitrag werden zunächst allgemeine Richtlinien zum konstruktiven Aufbau von Kleinthermostaten diskutiert. Es wird ein Schaltungsbeispiel gegeben und dieses für ein Referenzelement konkretisiert. Besonderer Wert wird auf die Identifikation der Temperaturregelstrecke gelegt. Abschließend wird gezeigt, wie der Regler anhand der Ergebnisse der Identifikation zweckmäßig dimensioniert wird.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 568

Messung nichtelektrischer Größen — Speichertechnik, magnetische Verfahren

Bandzugmeßgerät für Kompaktkassetten

Dr.-Ing. Walter Siegemund

Die Wiedergabequalität von Kassettentonbandgeräten wird neben den gerätespezifischen Parametern und den elektroakustischen Eigenschaften des Bandes in der verwendeten Bandkassette von dessen Laufeigenschaften in der Kassette und dem Zusammenspiel Gerät—Kassette bestimmt. Besondere Bedeutung muß dabei der Bremsung des Bandes in der Kassette beigemessen werden. Zur Untersuchung der Bremsung dient ein im VEB ZRF Dresden entwickeltes Gerät, das die Reibung von Auf- und Abwickel in der Kassette mit und ohne Abwickelbremsung mißt. Das Meßgerät und damit im Zusammenhang stehende Probleme werden beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 591·

Bauelemente und -gruppen, Sonstige Bauelemente und -gruppen — Messung nichtelektrischer Größen

Regelsystem zur hochkonstanten Temperaturstabilisation mit IS

Dipl.-Phys. Gerhard Borchardt und Dr. Albrecht Rost

In diesem Beitrag wird ein elektronisches Regelsystem in IS-Technik beschrieben, das physikalische Messungen in Abhängigkeit von der Temperatur mit sehr hoher Genauigkeit gestattet. Die Konzeption basiert auf einer früheren Veröffentlichung.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 583

Messung nichtelektrischer Größen — Speichertechnik, magnetische Verfahren

Bandführungsmeßgerät

Dr.-Ing. Hans-Werner Neumann

Die Qualität der Tonaufzeichnung und Tonwiedergabe von Kassettentonbandgeräten wird neben den Gleichlaufeigenschaften in hohem Maße von der Exaktheit und Reproduzierbarkeit des Banddurchlaufes bestimmt und dieser wiederum von den Elementen der Höhenführung und Umlenkung des Magnetbandes, die sowohl im Laufwerk als auch in der Kassette selbst vorhanden sind. Im Beitrag wird ein vom VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entwickeltes Meßgerät vorgestellt, das die objektive Messung und qualitative Beurteilung der Bandführung des Systems Magnetband – Laufwerk ermöglicht.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 593

Mikrorechentechnik
Aufbau

Inbetriebnahme mikrorechnergesteuerter Anlagen

Dr. Gert Winkler

Es werden Baugruppen beschrieben, die das Testen von mikrorechnergesteuerten Anlagen und Geräten bei vergleichsweise geringem schaltungstechnischem Aufwand gestatten. Die Baugruppen arbeiten mit einer Software von etwa 800 Bytes zusammen und ermöglichen einen Schrittbetrieb mit gleichzeitiger Ausgabe der CPU-internen Register.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 587

Kritische Bemerkungen — Speichertechnik, magnetische Verfahren — Rundfunktechnik, Ein-Kanal

Wir lernten kennen

Radiokassettenrecorder Babett

Der Radiokassettenrecorder Babett des VEB Stern-Radio Berlin, Nachfolgegerät des bekannten Gerätes Anett, wird hinsichtlich seines Gebrauchswertes beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 595

Automatisierungstechnik

Praxis · Aufgaben · Lösungen

Von einem Autorenkollektiv.
Herausgegeben von
Dr. rer. nat. Joachim
Breier

Etwa 380 Seiten, 216 Bilder, 46 Tafeln, Kunstleder, 24,– M, Ausland 28,– M.
Bestell-Nr. 552 850 3.
Auslieferung durch den Buchhandel.

Arbeitsbuch zum „Lehrbuch der Automatisierungstechnik"*).
Den Aufgabenkomplexen sind in gedrängter Form theoretische Grundlagen vorangestellt worden, die als Repetitorium und zur Vertiefung des Stoffes dienen sollen. Zielstellung dieses Arbeitsbuches mit mittleren mathematischen Anforderungen ist es, beim Leser Fähigkeiten und Fertigkeiten zur Bearbeitung praktischer Problemstellungen herauszubilden und ihn so zur Bearbeitung kleinerer Rationalisierungsvorhaben zu befähigen.

Aus dem Inhalt

Einführung Grundbegriffe · Darstellung von Automatisierungsprojekten in technologischen Schemata, Signalflußpläne und Baugliedpläne · Beschreibungs- und Untersuchungsmethoden von Übertragungsgliedern

Systeme zur Informationsgewinnung, -übertragung und -nutzung Einsatzbedingungen · Meßeinrichtungen · Wandler · Rechenglieder · Stelleinrichtungen

Regelsysteme Regelstreckenanalyse · Stabilität und Bemessung von Regelkreisen mit linearen, analogen, kontinuierlichen Reglern · Regelkreise mit Zweipunktreglern

Schaltsysteme Einführung in die problemnahe Notierung · Analyse und Synthese von Kombinationsschaltsystemen · Beschreibung sequentieller Schaltsysteme

Projektierung von Automatisierungsanlagen Temperaturmessung in einem Zwischenbehälter · Standregelung in einem Behälter · Regelung eines Rohrbündelwärmeübertragers · Regelung eines Flüssigkeitsstromes · Regelung eines Wickelantriebs · Steuerung einer Verladeanlage

Erscheint
in diesen Tagen

*) Lehrbuch der Automatisierungstechnik: 12., stark bearbeitete Auflage erscheint in Kürze. Etwa 540 Seiten, 19,– M, Ausland 22,– M. Bestell-Nr. 552 600 6

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN